RAZzies

Maandblad van de Radio Amateurs Zoetermeer



Augustus 2013

Met in dit nummer:

- 40W lineair 160m - 10m
- Opa Vonk
- Nostalgiehoek
- Arduino Ambilight

Colofon

RAZzies is een uitgave van de Radio Amateurs Zoetermeer. Bijeenkomsten van de Radio Amateurs Zoetermeer vinden plaats op elke tweede en vierde woensdag van de maanden september - juni om 20:00 uur in het clubhuis van de Midgetgolfclub Zoetermeer in het Vernède sportpark in Zoetermeer.

Website:

http://www.pi4raz.nl

Redactie:

Frank Waarsenburg PA3CNO pa3cno@pi4raz.nl

Informatie:

info@pi4raz.nl

Kopij en op- of aanmerkingen kunnen verstuurd worden naar razzies@pi4raz.nl

Nieuwsbrief:

http://pi4raz.nl/maillist/subscribe.php

Van de redactie

Veel van wat in de RAZzies te lezen is, is het directe resultaat van experimenten door leden van onze club met elektronische schakelingen. In de meeste gevallen hebben die met radio te maken; dat is immers onze grootste hobby. Maar niet onze enige hobby. Velen van ons hebben ook interesse in andere hobbies, en zolang ze maar met elektronica te maken hebben, kunnen die voor lezers eveneens van belang zijn. In deze en de volgende RAZzies vind je daar voorbeelden van: PA3CNO houdt zich naast radio ook bezig met modelbesturing, en PA2RDK begeeft zich behalve op radiogebied ook op het terrein van de Domotica (huis-automatisering) en andere in-house styling gadgets, zie ook zijn artikel over de Mood lamp op onze website[1]. Deze keer vind je naast de gewone artikelen betreffende de radio-hobby ook een schakeling die niet direct voor radio bedoeld is, maar als elektronica schakelingen wel degelijk interessant. Overigens staat het je vrij je eigen bijdrage aan de RAZzies te leveren: ook als je niet kunt tekenen en/of schrijven kan de redactie er wel een mooi verhaal van maken. En anderen leren weer van die experimenten.

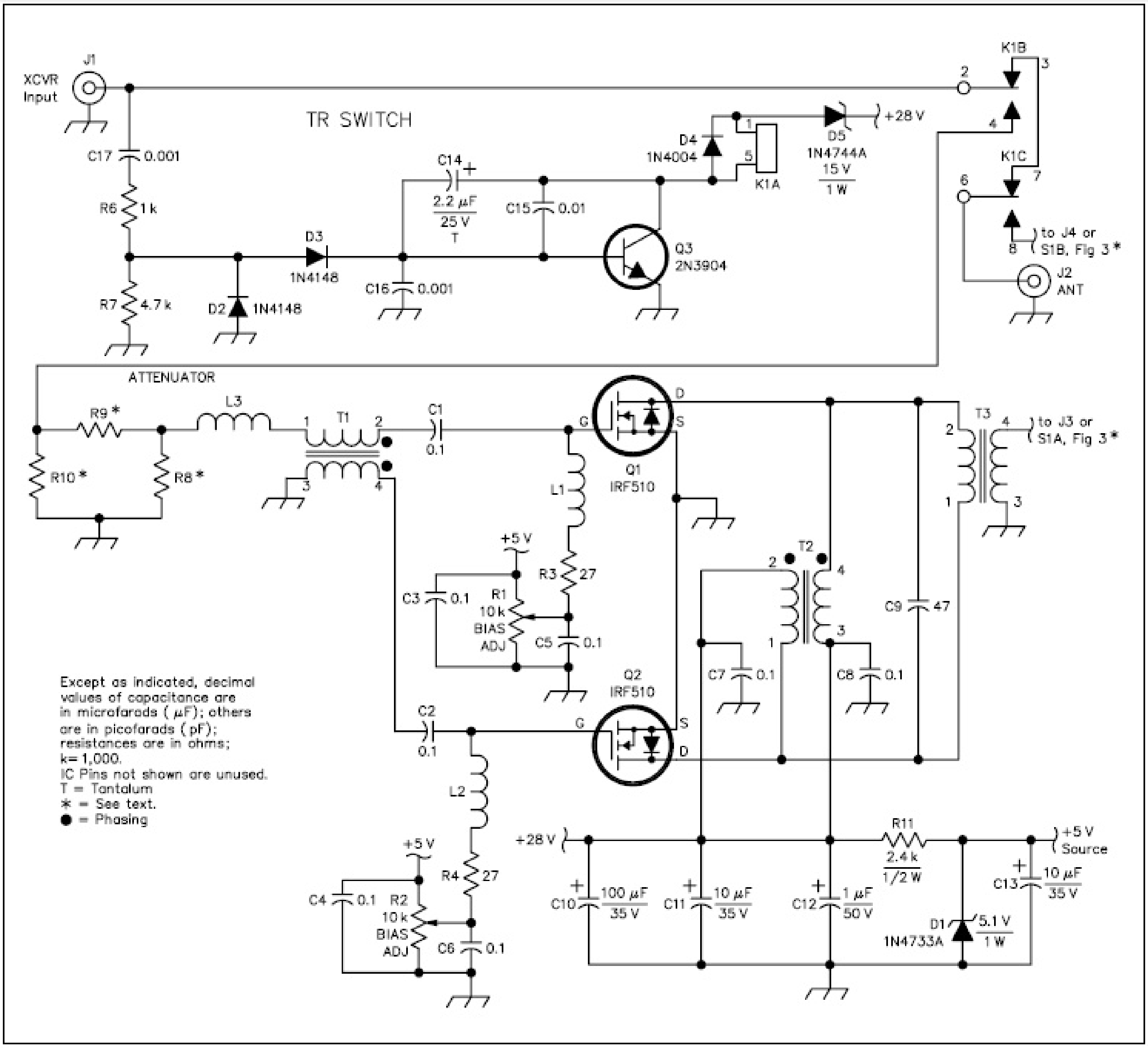
[1] http://bit.ly/15JLjlz

40W lineair voor 160m-10m

In de RAZzies van februari 2012 beschreef Gert PE0MGB al eens zijn 40W HF versterker. Die is op hetzelfde principe gebouwd als de lineair in dit artikel, maar waar Gert voornamelijk de interfacing met zijn SSB transceiver beschreef, gaat het hier om een zelfstandig apparaat, bedoeld om QRP transceivers (1-5W) wat meer "body" te geven. En dat lukt: 40W is aan de voorzichtige kant: op 80m is 70W wel haalbaar. Alleen niet zo lang.

Het ontwerp is afkomstig van WA2EBY en bestaat feitelijk uit twee bekende IRF MOSFETs in push-pull. Het uitgangsvermogen wordt bereikt door de toepassing van een voedingsspanning van 28V. Daar is een leuke oplossing voor bedacht, zodat de hele versterker toch uit de 12V te voeden is. Het bijzondere van de versterker zit 'm in het uitstemmen van de ingangscapaciteiten van de FETs, waardoor de versterker over het hele frequentiebereik zijn vermogen haalt.

Nou zijn IRF510 FETs een beetje een compromis. Ron PA2RF heeft al eens een tabelletje met specificaties gepubliceerd[1] waaruit blijkt dat hoe meer de IRF familie aan vermogen en stroom kan verwerken, hoe hoger de ingangscapaciteit van de gate wordt. Uiteindelijk krijg je dat niet meer aangestuurd op de hoge frequenties; iets waar een IRF510 zonder speciale maatregelen trouwens ook al aan lijdt. Hoe dat is opgelost, zie je op het schema van de versterker op de volgende bladzijde: de truc zit 'm in de toevoeging van L1 en L2 in de gates van de FETs. Bij lage frequenties ziet de ingang slechts de serieschakeling van R3 en R4 en dat is ongeveer 54 Ohm.

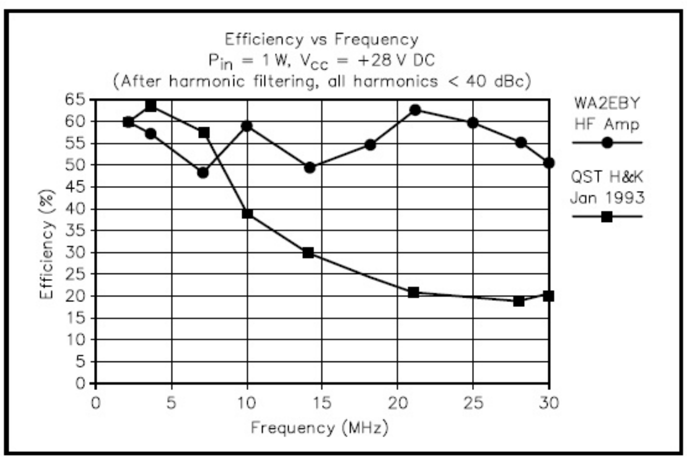


Schema van de 40W lineair.

De spoelen L1 en L2 hebben een inductie van ongeveer 468nH. Dat betekent dat bij een gate impedantie van 200pF bij ca. 16,5MHz resonantie optreedt. In mijn exemplaar was bij ca. 19MHz een dip in de ingangsimpedantie te zien. Door de weerstanden R3 en R4 wordt de Q van de spoelen gedempt, zodat de versterker onvoorwaardelijk stabiel is. MOSFETs werken beduidend anders dan gewone bipolaire transistoren. MOSFETs zijn spanningsgestuurde transistoren en hebben een zeer hoge ingangsimpedantie voor gelijkspanning, waar bipolaire transistoren stroomgestuurd zijn en een relatief lage ingangsimpedantie hebben. Voor het instellen van een MOSFET voor lineair gedrag heb je alleen maar een vaste spanning nodig die je via een weerstand aan de gate aanbiedt. Met MOSFETs heb je geen speciale bias of terugkoppelschakelingen nodig om de instelling over het hele temperatuurbereik stabiel te houden, zoals bij bipolaire transistoren wél nodig is om thermal runaway te voorkomen. (Thermal runaway ontstaat doordat de basis-emitterspanning van een transistor daalt als hij heter wordt. Heb je een vaste spanning op de basis staan, dan neemt de stroom door de transistor toe waardoor hij nog heter wordt, de BE-spanning nog lager, de stroom weer hoger wordt

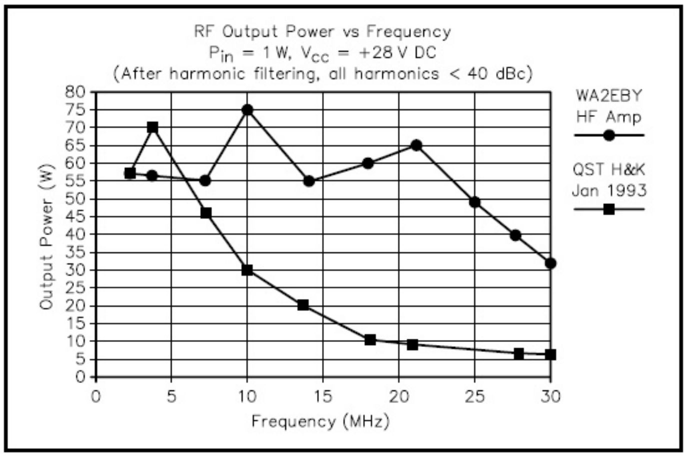
enz. totdat de zaak klapt). Bij MOSFETs neemt de gate-threshold spanning toe met toenemende drain stroom. Dat helpt om de FET af te knijpen, speciaal bij hoge temperaturen waar de geleiding afneemt en de RDS(on) (statische drain-source aan-weerstand) toeneemt. Door deze ingebouwde zelf-regulering hebben MOSFETs geen last van thermal runaway. MOSFETs hebben ook geen tegenkoppeling voor lage frequenties nodig om oscilleren op die frequenties te voorkomen, zoals bij bipolaire HF transistoren nog wel eens het geval is. Bij een bipolaire transistor neemt de versterking toe met afnemende frequentie. Heel hoge versterking bij lage frequentie kan zorg dragen voor ongewenst laagfrequent oscilleren in een eindversterker tenzij er voor voldoende tegenkoppeling gezorgd wordt. Laagfrequent oscilleren kan bipolaire transistoren beschadigen door excessieve dissipatie waardoor thermal runaway optreedt.

Instellen is dus simpel. Maar de IRF510-en lijden aan een veel serieuzer probleem. En dat is beschadiging door oververhitting. De beperkende factor daarin is de TO-220 behuizing waarin Q1 en Q2 geleverd worden. De thermische weerstand van junctie (het inwendige substraat in de FET) naar de behuizing van de FET is maar liefst 3.5°C/W. Deze hoge waarde maakt het bijna onmogelijk om de junctie temperatuur onder de +150°C te houden wat voor de betrouwbaarheid wel wenselijk is. Beschouwen we de volgende situatie: key down, 1W input, 53W output op 7MHz (worst-case band voor wat betreft de efficiency, zie onderstaande grafiek, waarin het verschil weergegeven is tussen de initiële versterker zonder aanpassing en de uitvoering met aanpassing. De worst case efficiency duikt bij 7MHz net onder de 50%).

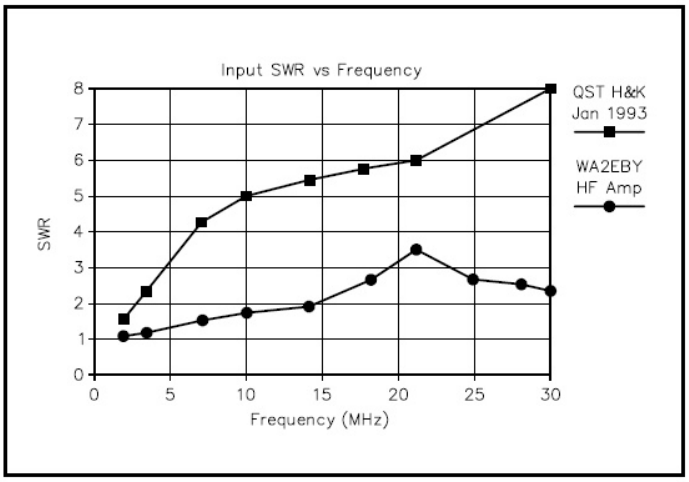


De lineair gebruikt dan 28V × 4A = 112W, waarvan 53W naar de antenne gaat, dus 59W (112W – 53W = 59W) wordt gedissipeerd in Q1 en Q2. Gaan we er vanuit dat het vermogen gelijkelijk over Q1 en Q2 verdeeld wordt, dan dissipeert elke transistor 29,5W. Om er voor te zorgen dat de junctie temperatuur van de transistor onder de +150°C blijft, moet de behuizing van de transistor onder de 46,8°C blijven (150 – [3.5 × 29.5]) terwijl er 29,5W gedissipeerd wordt. Daarnaast is er ook nog eens een thermische weerstand van 0,5°C/W die veroorzaakt wordt door het mica isolatieplaatje tussen behuizing en koelplaat. Dat beperkt de maximale koelplaat temperatuur tot 46,8 – (0.5 × 29,5) = 32°C. Met andere woorden: de koelplaat moet 59W (29,5 per transistor) dissiperen waarbij hij maar 7°C boven de kamertemperatuur uit mag komen (25°C). Zelfs als we zouden toestaan dat de junctie temperatuur de maximaal toelaatbare waarde van 175°C bereikt, dan nog mag de koelplaat niet boven de 57°C komen. Om dit voor elkaar te krijgen moet de koelplaat een thermische weerstand hebben van (57 – 25) / 59 = 0.54°C/W. Dat is een hoop minder dan de 2,8°C/W van het door mij gebruikte koellichaam type SK189-100SA (Conrad partnummer 188727). Dat lijkt een kansloze exercitie, maar gelukkig is dat niet zo. Uit de berekeningen blijkt duidelijk dat de lineair niet geschikt is voor AM, FM of welke andere modulatiemethode met constante draaggolf dan ook. De lineair moet je alleen gebruiken voor CW en SSB waarbij de duty cycle beperkt is. Overigens gebruik ik 'm ook voor PSK, maar dan niet op 40W output. Gewoon beetje terugregelen naar een Watt of 15 en dan blijft hij ook wel heel.

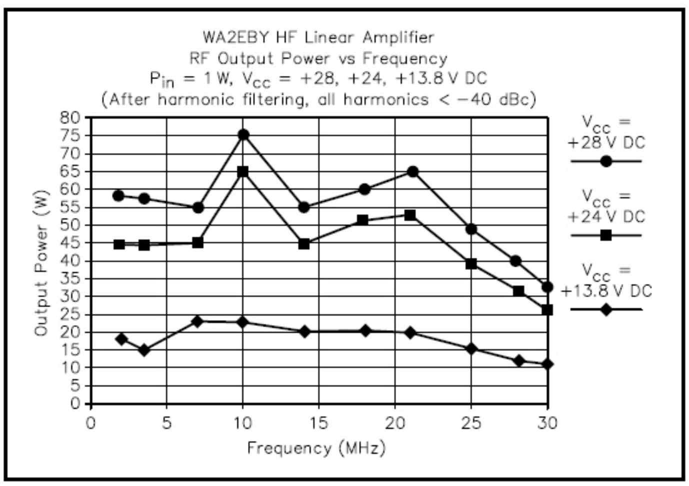
Er zijn nog wel een paar interessante grafieken, waar de werking van het WA2EBY ontwerp vergeleken wordt met het initiële ontwerp zonder ingangsaanpassingen. Daaruit volgen wat belangrijke conclusies die bepalend zijn geweest voor de uiteindelijke uitvoering die ik gemaakt heb.



Uitgangsvermogen van de versterker bij 1W in als functie van de frequentie bij 28V voedingsspanning. Zelfs bij 28MHz komt er nog ca. 40W uit.



Ingangs-SWR als functie van de frequentie. De piek bij ca. 21MHz is vermoedelijk het in afstemming raken van de gate-capaciteit en de inductie in de gate, wat ik bij 19MHz vaststelde. Verder blijft de SWR onder de 1:3, waarbij 25% van het vermogen terugkomt.

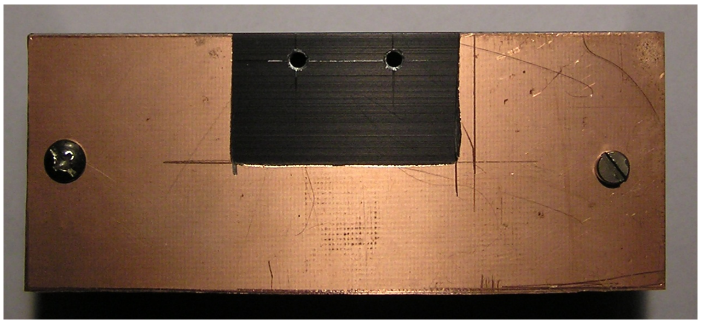


Vermogen als functie van de voedingsspanning. Ook bij 13,8V komt er overal nog wel een Watt of 20 uit, behalve bij 24MHz (15W) en 28MHz (12W).

Ik wilde de versterker persé uit 13,8V voeden. Dat is altijd bij de hand, kan ik ook met accu's bereiken en ik hoef niet op zoek naar transformatoren voor 28V. Dat betekent dus met omvormers prutsen, en dat schept zo weer zijn eigen problemen. Hoewel... DealExtreme heeft een omvormerprintje in haar assortiment[2] die van 13,8V tot aan 46V kan maken bij 150W met minimaal 95% rendement, en dat voor slechts $11,10 ofwel nog geen €9, inclusief verzendkosten! Een klein printje dat ik vast nog wel ergens in het standaard kastje dat ik voor al mijn projecten gebruik, kwijt kan. Ik bestelde er maar gelijk 2 en die kwamen zonder hindernissen door de douane, dus inderdaad geen extra kosten. Voor €9 bouw je geen 28V 4A voeding. Volgens specificatie hoeft de voeding onder de 90W niet extra gekoeld te worden. Bij 50% efficiency (wat de lineair op alle frequenties behalve 7MHz wel haalt) hoef ik boven de 45W output dus niet te koelen. Aangezien de lineair dat key down toch niet volhoudt, heb ik dat dus ook niet gedaan. Om de zaak niet op de spits te drijven, stelde ik de omvormer in op 25V uitgangsspanning.

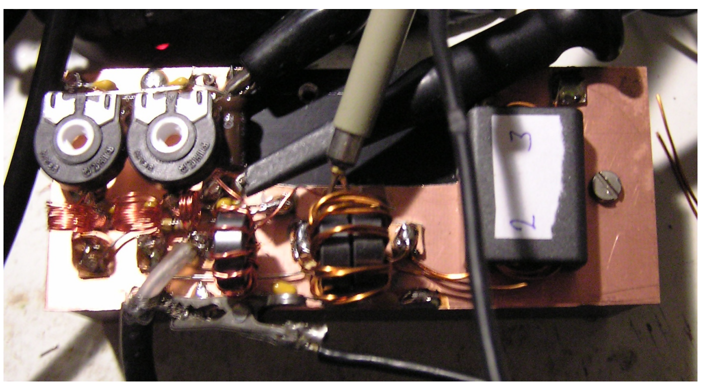
Wat me wel handig leek, was een schakelaar waarmee de voeding tussen 13,8V en 25V kan omschakelen. Waarom? Tunen... Bij 13,8V levert de lineair niet meer dan 20W en daarmee blijft hij wel heel, weten we uit de BitX20 tijd, waar we ook twee IRF510-en gebruikten in de eindtrap. Staat je antenne binnen een SWR van 1:2, dan kan je altijd nog de schakelaar op 25V zetten waarmee je dan een dikke 40W haalt (wat overigens dan maar 3dB en dus een half S-punt meer is dan 20W). Die schakelaar is er dan ook gekomen.

Voor de opbouw ging ik uit van een koelplaat van 10cm lang en ca. 4cm vierkant, zoals ik hiervoor al beschreef. Achter op de koelplaat tapte ik 4 gaten M3, waarvan er twee gebruikt worden voor het vastzetten van een stukje printplaat met uitsparing voor de twee MOSFETs, en twee dienen voor het vastzetten van de transistoren zelf. Op de print worden dan met de dode kevermethode de onderdelen gemonteerd.



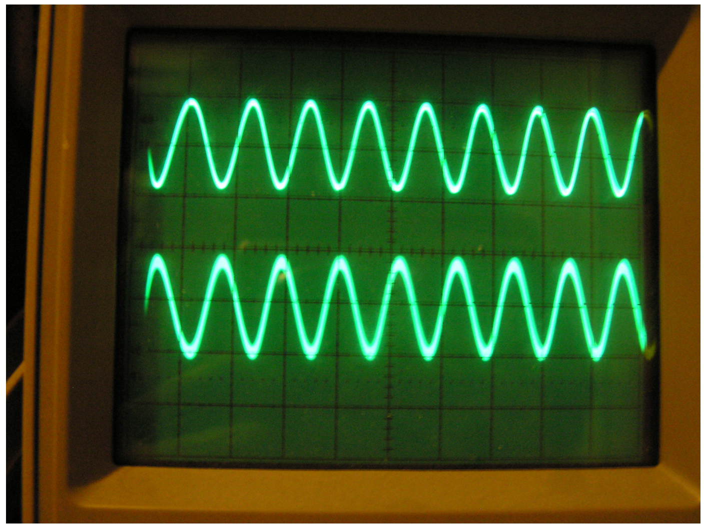
Stuk printplaat achter op de koelplaat gemonteerd, met uitsparing voor de transistoren.

Voor wat betreft de spoelgegevens: de twee spoelen aan de gates, L1 en L2, zijn 9,5 winding aaneengesloten op een 6mm boortje gewikkeld met 0,5mm koperdraad. Trek je het boortje eruit, dan blijft een mooie luchtspoel over. L3 maak je op dezelfde manier, nu op een 5mm boortje met 3,5 winding 0,5mm koperdraad. T1 wordt gemaakt met 10 bifilaire windingen 0,5mm koperdraad op een FT50-43 kern. T2 is eveneens 10 bifilaire windingen, nu met 0,65mm koperdraad (0,7 mag ook) op 2 op elkaar gelegde FT50-43 kernen. En T3 heeft primair 2 windingen, secundair 3 windingen met 0,8mm Teflon draad (ik gebruikte gewoon koperdraad zonder teflon, werkt bij mij uitstekend) op een BN-43-3312 balun kern. Maak je geen zorgen over die vreemde kernen: Kits and Parts levert voor $6 ALLE kernen[3] die je voor deze versterker nodig hebt, inclusief die voor de nog te bespreken bandfilters! Daar krijg je ze in Nederland nooit voor...



Fasetest, nog zonder transistoren.

De zaak werd zo opgebouwd dat linksonder de ingang zit (de coax kabel) en rechtsboven de uitgang (de platte kern), zodat de draden naar filters en relais e.d. zo kort mogelijk kunnen worden. Allereerst werd even een signaal uit de meetzender toegevoerd, waarna met de tweekanaals scoop gecontroleerd werd of de transformator de signalen in de juiste fase aan de transistoren aanbiedt. Anders knalt de boel meteen als je er signaal op zet. En gelukkig was de transformator goed aangesloten:

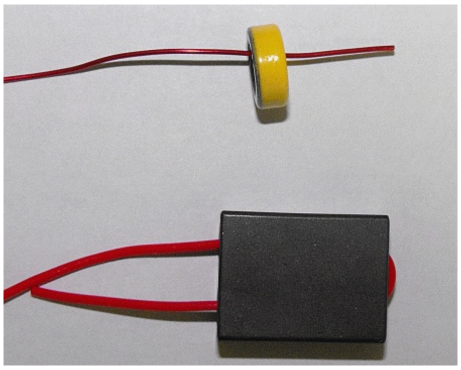


Signalen op de gates van de FETS: netjes in tegenfase

Dit soort lineaire versterkers kunnen niet zonder bandfilters. Er komt anders teveel rotzooi uit en dat komt bij het AT niet door de keuring. In dit geval worden 6 schakelbare 5-polige bandfilters gebruikt, waarvan het schema op de volgende bladzijde te zien is. Er zijn filters voor 160m, 80m, 40m en 30m, en twee filters die gecombineerd worden voor respectievelijk 20/17m en 15/12/10m. (Oeps... 15m vergeten op de frontplaat...) Deze filters worden met een 6-standen schakelaar met 2 moedercontacten geschakeld, en daar zit meteen een gevaar in. Dit type filters zijn van het laagdoorlaat type. Dat wil zeggen dat als je het 20m filter ingeschakeld hebt staan en je komt per ongeluk op 40m uit, dan is er niets aan de hand. Die 40m komt wel door het filter, alleen ligt je harmonischen onderdrukking buiten de gewenste waarde. Maar andersom komt een 20m signaal niet door het 40m filter heen, als je vergeet om te schakelen. Heb je dan ook nog eens de volle 25V op de eindtrap staan, dan is het risico van twee exploderende eindtorren niet geheel denkbeeldig. Oppassen is hier dus het devies.

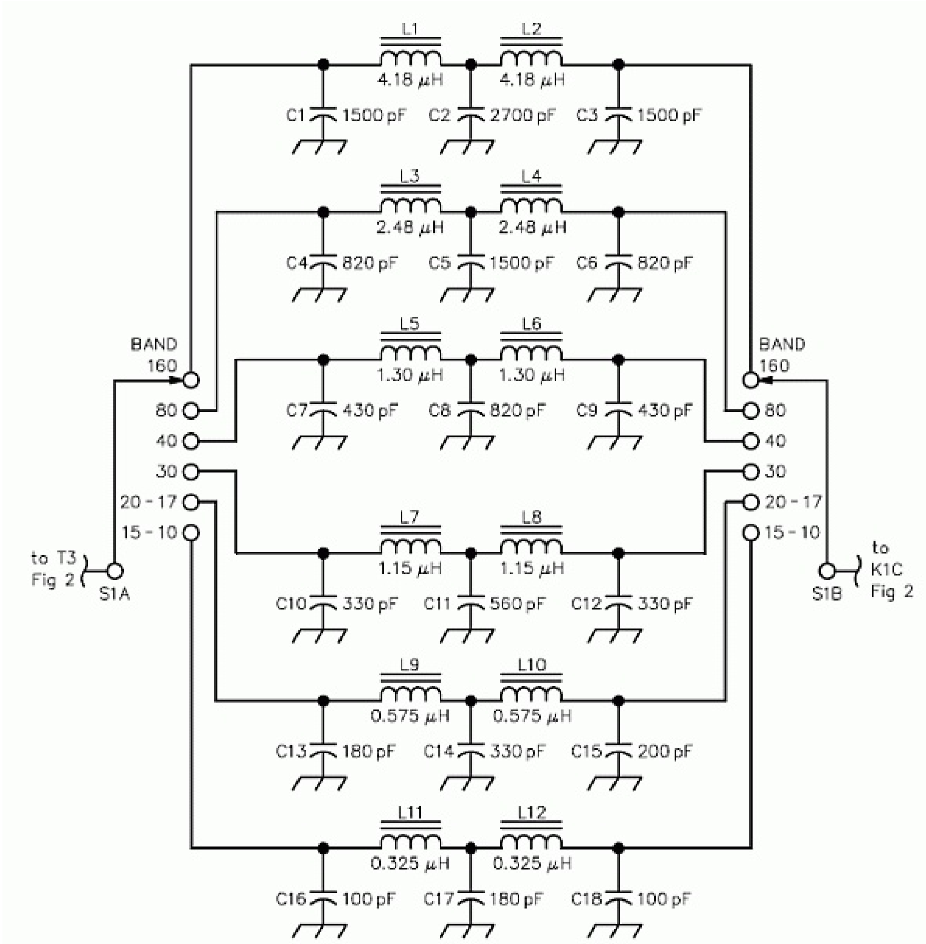
In het filter zitten twee afwijkende condensatorwaarden: 430pF is gemaakt van 330+100pF, en de 200pF condensator is 2 condensatoren van 100pF parallel. De rest zijn standaardwaarden.

Een woord over het wikkelen van de spoelen en transformatoren: bij een ringkern wordt elke keer dat de draad door de kern heen gaat, geteld als 1 winding. Dus op onderstaande foto heeft de ringkern 1 winding, ook al gaat de draad recht door de kern. Op een balunkern (grote varkensneus) is 1 winding een keer heen en een keer terug. Dus op onderstaande foto heeft ook de balunkern 1 winding.



Eén winding op de verschillende kernen

In het door mij gekozen kastje was een ruimte van 5x7,5cm en daar moesten de zes bandfilters dus op gemonteerd kunnen worden. Wederom werd een stukje dubbelzijdig printplaat gebruikt en ik had dus stroken van 50mm lang bij 12,5mm breed om een bandfilter op te bouwen. Dat lukte door "in de lucht" te bouwen: de condensatoren doen dienst als stand-offs door ze met één kant op de print de monteren, en de andere kant in de lucht. De spoelen worden dan tussen de in de lucht staande condensatordraden gemonteerd en ook de in- en uitgangen worden met de buitenmantel van de coax op de print, en de kern aan de stand-off gesoldeerd.



De zes handgeschakelde bandfilters

De wikkelgegevens:

L1 en L2 - 160 meter
30 windingen met 0,5mm koperdraad op een T50-2 kern. Je hebt ongeveer 56cm draad nodig voor 30 windingen. De zelfinductie moet in de buurt van de 4,18uH uitkomen.

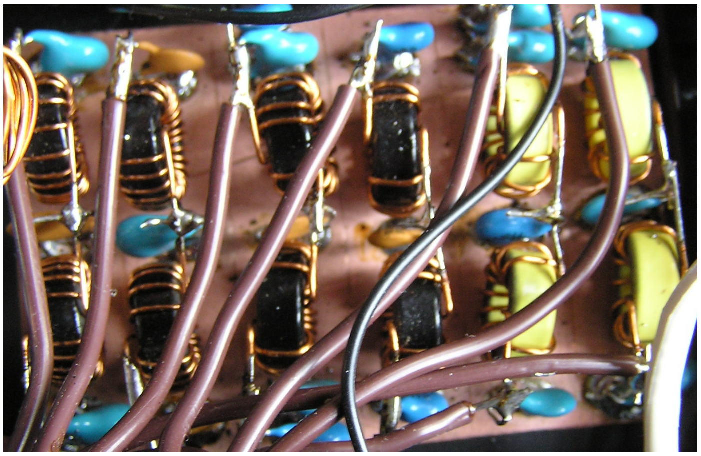
L3 en L4 - 80 meter
22 windingen 0,5mm of 0,65mm koperdraad op en T50-2 kern. Hiervoor is 44cm draad nodig. De zelfinductie moet ongeveer 2,48uH worden.

L5 en L6 - 40 meter
16 windingen 0,65mm koperdraad op een T50-2 kern. Hiervoor is 33cm draad nodig. De zelfinductie moet ongeveer 1,30uH worden.

L7 en L8 - 30 meter
14 windingen 0,65mm koperdraad op een T50-2 kern. Hiervoor is 31cm draad nodig. De zelfinductie moet ongeveer 1,15uH worden.

L9 en L10 - 20-17 meter
11 windingen 0,65mm draad op een T50-6 kern. Let op het gewijzigde kerntype! Hier is 23cm draad voor nodig en de zelfinductie wordt ongeveer 0,575uH.

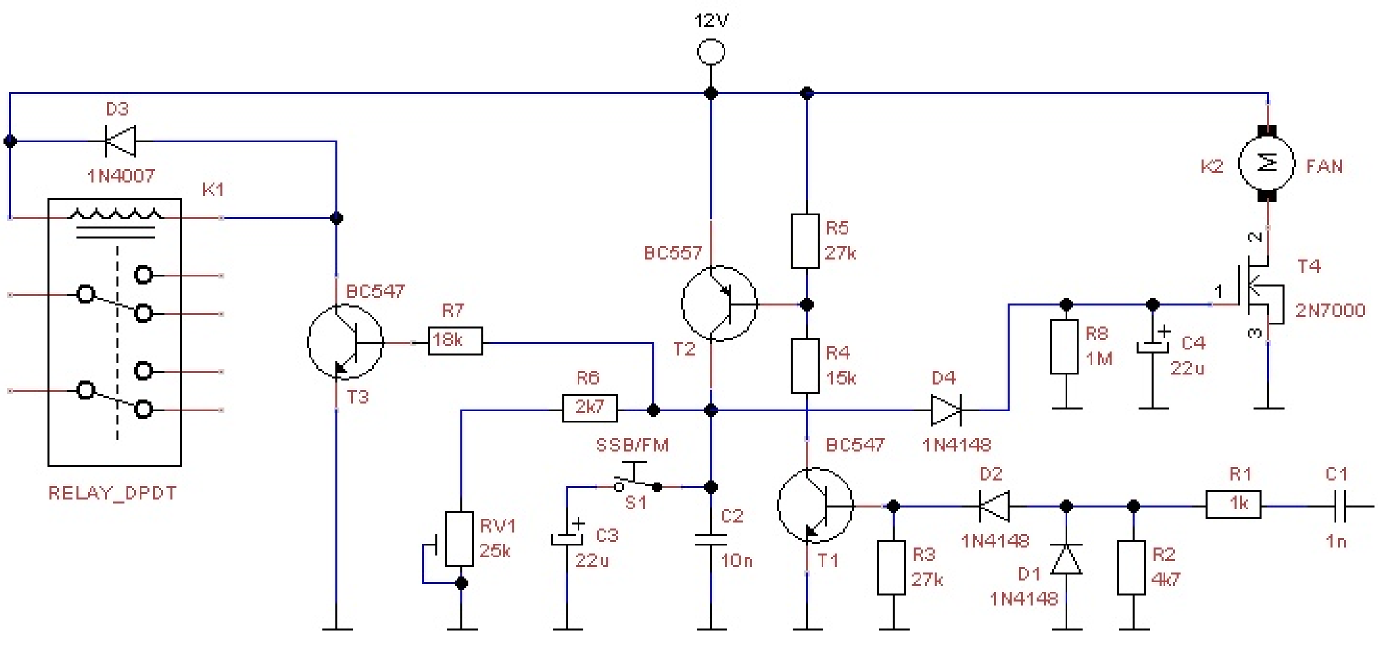
L11 en L12 - 15-10 meter
8 windingen 0,65mm koperdraad op een T50-6 kern. Hier is 18cm draad voor nodig en de zelfinductie moet in de buurt van de 0,325uH liggen.



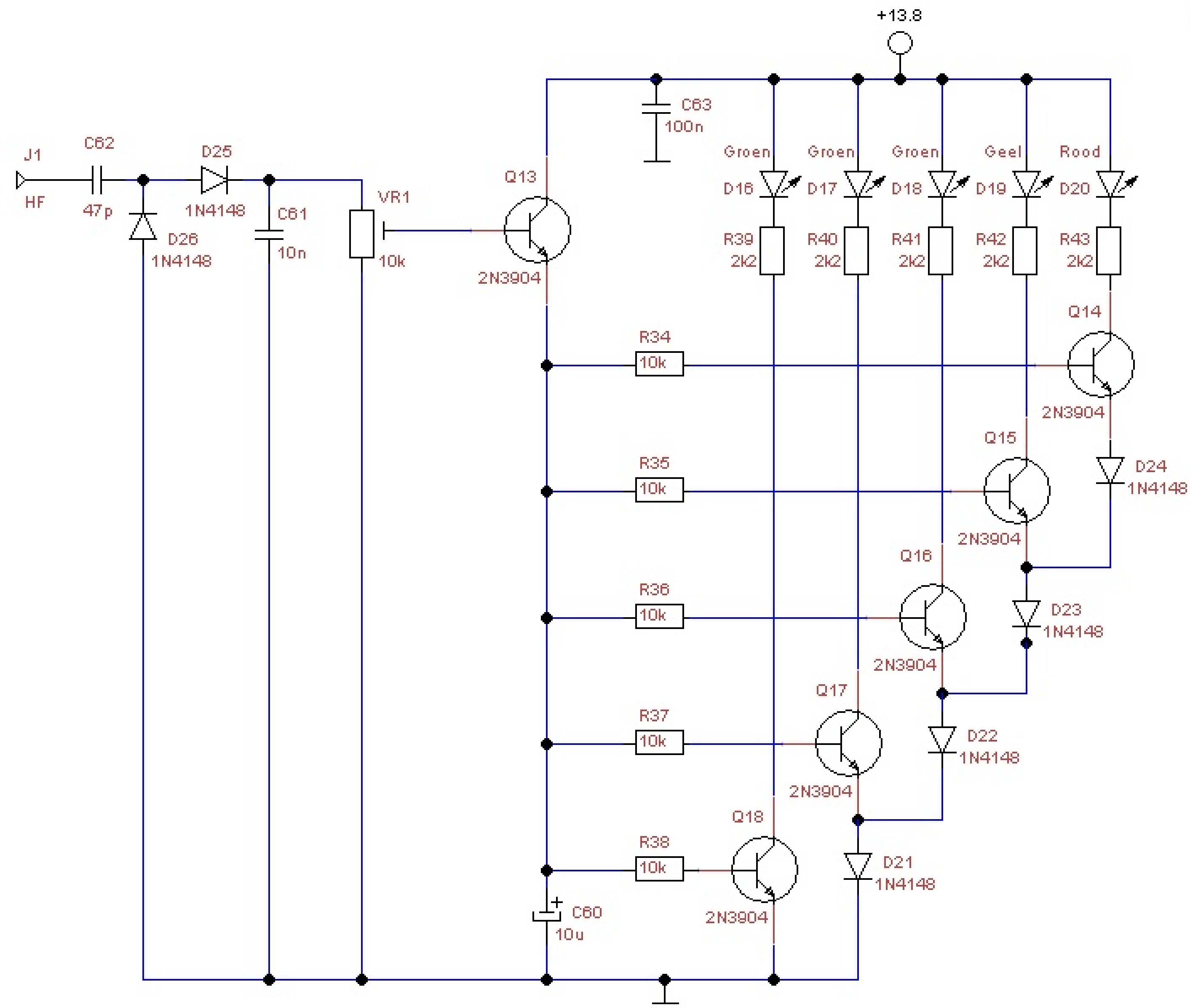
De bandfilters, inmiddels bedraad.

Aangezien het in een gesloten kast lastig is om de zaak goed te koelen, en koeling was sowieso al een probleem zoals we gezien hebben, besloot ik om een ventilator toe te voegen. Veel amateurs hebben een hekel aan die dingen, maar in dit geval was het de afweging tussen of ontzettend veel ijzer of een ventilator. Dat laatste dus. Een 4x4cm ventilatortje past precies op de koelplaat. Ik tapte 2 gaten in de zijkant van de koelplaat zodat de ventilator er met M3x40 bouten op vastgeschroefd kon worden, door de achterplaat van het kastje heen. De andere twee gaten van de ventilator vielen precies tussen twee koelribben zodat ook daar twee boutjes doorheen gedraaid konden worden. De montage is zo uitgerekend, dat de koelplaat precies op een montagesteun op de bodem van het kastje steunt. En hij past met de ventilator precies tussen voor- en achterplaat, maar dan kan ik op die plek ook niets op de frontplaat zetten. Gelukkig is dat maar over een centimeter of 6, dus nog ongeveer 9cm over voor de montage van de bedieningsorganen zoals bandschakelaar, aan/uit schakelaar en voedingsspannings keuzeschakelaar.

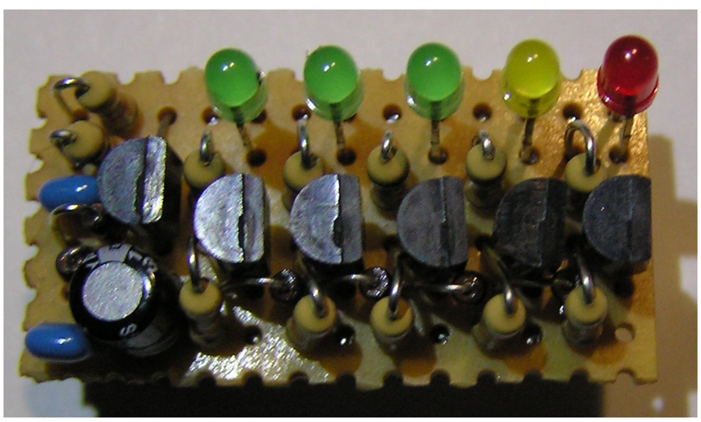
Ik was niet gelukkig met de voorgestelde HF-VOX (de schakeling die ervoor zorgt dat de lineair in de antenneleiding geschakeld wordt zodra er HF op de ingang aangeboden wordt). Die schakeling met dat ene torretje werkt misschien met het voorgeschreven relais met DC-weerstand van ca. 1k Ohm, maar met mijn relais werkte het brak. Dus heb ik teruggegrepen op een uitvoering zoals we die ook in de 70MHz transverter toegepast hebben, zie onderstaand schema. Dat lijkt nogal overkill, maar het werkt ontzettend mooi. Overigens is de SSB/FM schakelaar niet fysiek uitgevoerd in de lineair maar permanent doorverbonden; mocht ik iets met PSK of andere draaggolfgestuurde modulatiemethodes willen doen, dan neem ik die paar honderd milliseconden extra afvaltijd wel op de koop toe. Daarnaast kan uit deze VOX meteen via D4 een vertraagde afval voor de ventilator afgetakt worden, waardoor deze na zenden nog een seconde of 45 door blijft lopen.

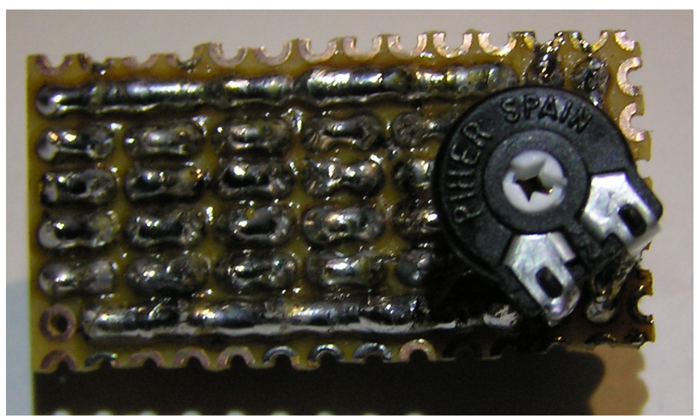


Schema van de periferie sturing.



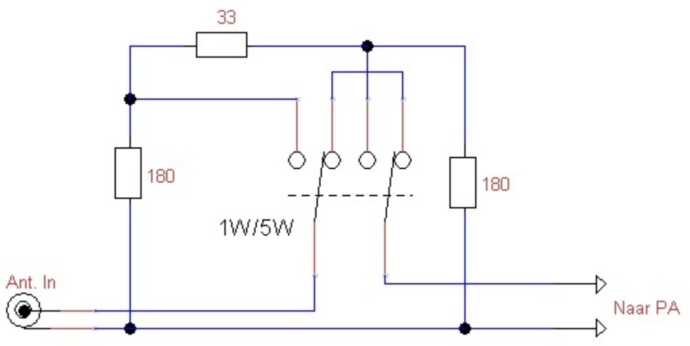
De bekende Wattmeter





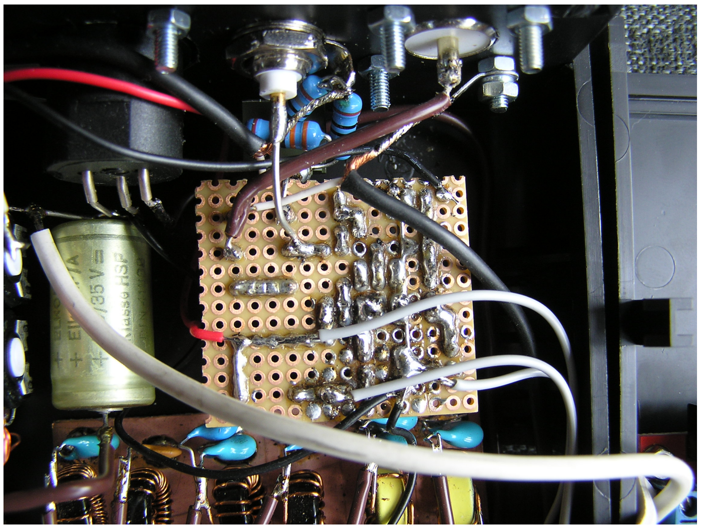
Natuurlijk moest er ook weer een Wattmeter in. Het inmiddels door ons al vele malen toegepaste ontwerp is ook hier weer toegepast: in deze opzet geven de 5 LEDs respectievelijk 6, 15, 25, 40 en 60W weer (afgerond). De meter werd op een stukje printplaat geprompt; dat was met recht vechten om vierkante millimeters. Overigens is een 1k serieweerstand in de ingang opgenomen: er is spanning genoeg en het voorkomt spurious veroorzaakt door D26...

In het schema is sprake van een verzwakkerschakeling die voor de aanpassing van andere vermogens zorgt (R8, R9 en R10). Ik zette er twee van die verzwakkers in, waarvan één permanent. De eerste geeft ongeveer 1,5dB verzwakking, waarmee ik tenminste nog íéts van een resistieve waarden presenteer aan de belasting (en het ingangsvermogen ophoog naar 1,5W, om aan de veilige kant te blijven). Deze is permanent aan de ingang van de lineair op de print gesoldeerd en bestaat uit 560 Ohm voor R8 en R10, en 10 Ohm voor R9. Aan de achterzijde van de lineair is naast de BNC ingangsconnector (vrijwel al mijn QRP sets hebben BNC antenneconnectors) een schakelaar aangebracht waarmee nog eens een extra 5dB toegevoegd kan worden. Daarvoor zijn weerstanden van 180 Ohm voor de shunt (parallel) weerstanden genomen, en 33 Ohm voor de serieweerstand. De totale verzwakking komt daarmee op bijna 7dB en daarmee kan dan 5W toegevoegd worden voor sets die echt niet lager kunnen. Dat ziet er als volgt uit:



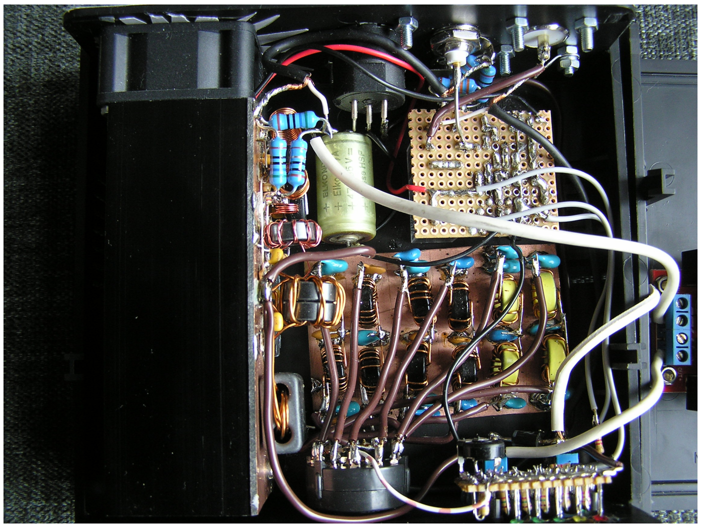
Een dubbelpolige omschakelaar doet hier het werk. Het hoeft natuurlijk niet, maar het geeft wat meer vrijheid in de toegepaste stuurvermogens.

De stuurelektronica (HF VOX en ventilator sturing) werd eveneens opgebouwd op een stukje gaatjesprint. Een punt van zorg was nog de voedingsconnector. Standaard gebruik ik van die 2.1 of 2.5 mm voedingsbussen (door elkaar inderdaad, waardoor de voeding óf geen contact maakt, óf niet past. Standaardiseerd dus op één dikte, gebruik ze niet door elkaar zoals ik) maar die mogen volgens specificatie maar 2A hebben. En je kunt zo wel uitrekenen dat als er 40W uit

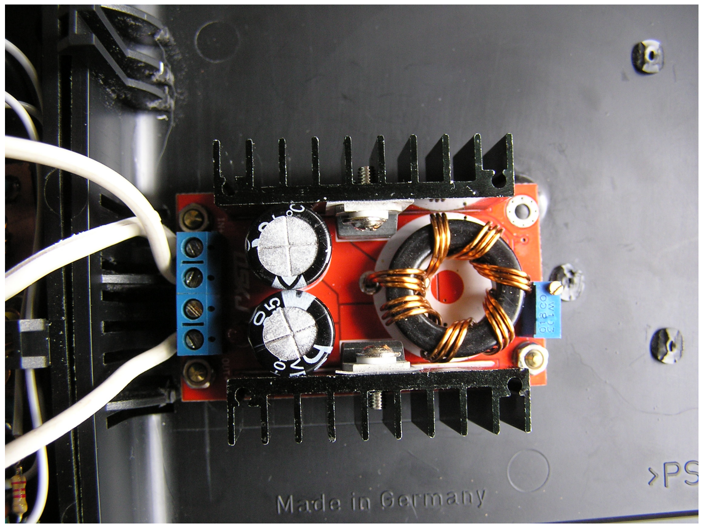


Stuurprint op zijn plek. Boven de print is de verzwakker nog zichtbaar onder de BNC ingangsconnector. Links zie je een extra condensator voor de buffering en ook de voedingsconnector en antenne uitgangsconnector zijn nog zichtbaar.

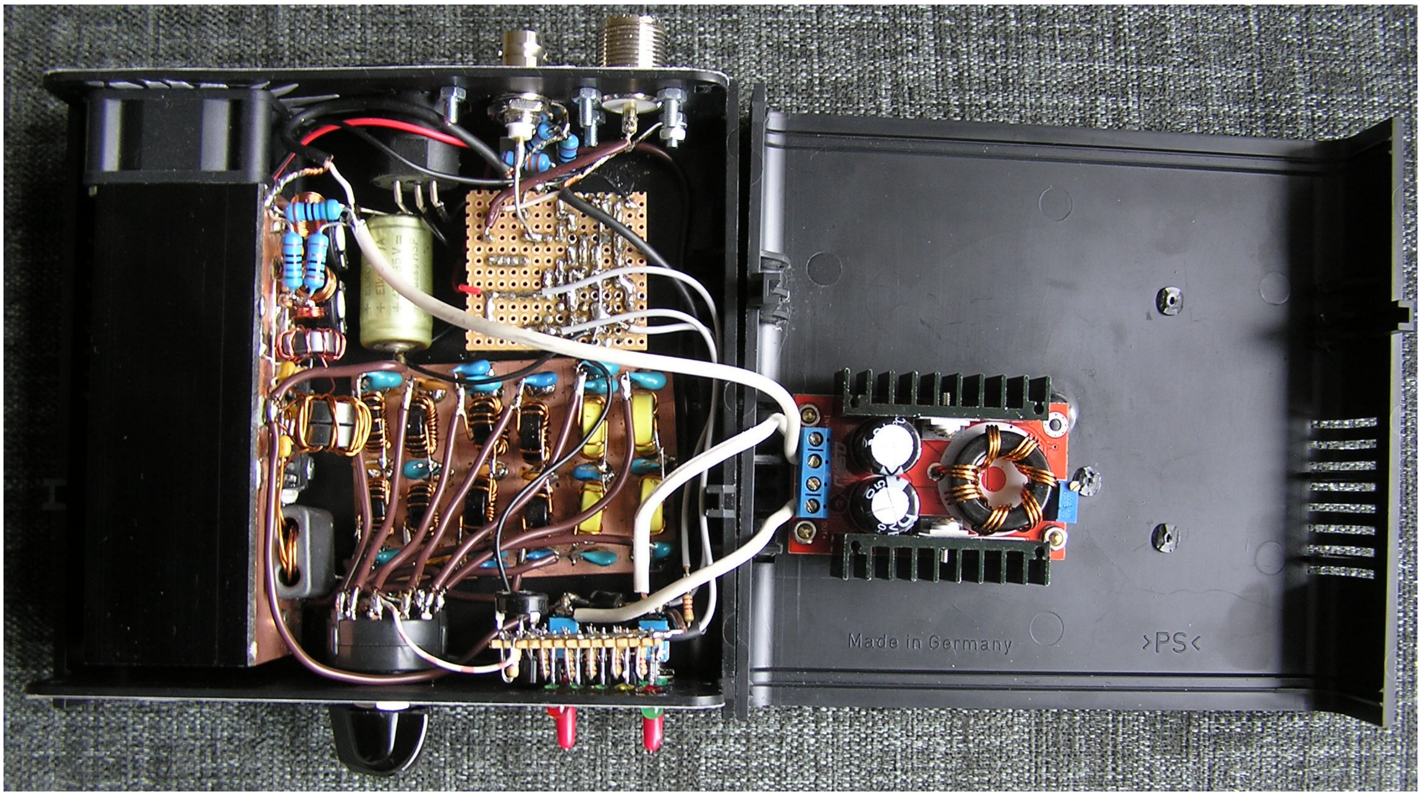
moet komen bij 50% rendement, er 80W in moet. Dat is bij 12V al zowat 7A! Er moet dus een aansluiting gekozen worden die de stroom aankan. Ik kwam op ordinaire XLR pluggen uit zoals die in de audiowereld jarenlang gebruikt zijn voor het aansturen van luidsprekerboxen, voordat de Speakon connectors daar hun intrede deden. En reken maar dat daar stromen liepen. De specificatie van de XLR connector gaf 10A aan, en dat is voldoende om de versterker te voeden. En toen begon het grote proppen. Op de foto's is te zien hoe links het koellichaam ligt met aan de achterzijde de ventilator. Die zit nagenoeg klem tussen voor- en achterzijde. Aan de voorzijde zit meteen rechts naast het koellichaam de schakelaar voor het omschakelen van de bandfilters. Daar meteen naast zit weer de Wattmeter, met daaronder de schakelaars voor aan/uit en 12V/25V voedingsspanning. De print met de bandfilters paste daar precies achter (nou ja, die was gemaakt op de ruimte die ik over had dus die moest wel passen) en die sluit weer aan tegen een extra afvlak elco en de print met de stuurelektronica voor VOX en ventilator. De laatste beschikbare ruimte wordt ingenomen door de voedingsconnector, BNC input, SO239 output en de schakelaar voor de 5dB extra verzwakking. Niets vergeten? Jawel, de omvormer! Die paste niet meer in deze helft, dus is deze aan het deksel van de ander helft gemonteerd.



Alles zit erin. Links het koelblok met ventilator waar de print met de eindtrap tegenaan geschroefd is. De rest van de ruimte is opgevuld met de besturingsprint, filterprint, Wattmeter en connectoren/schakelaars.



Alleen voor de 12/25V omvormer was geen ruimte. Die is aan het deksel gemonteerd, en wel zodanig dat die precies boven de filterprint past.



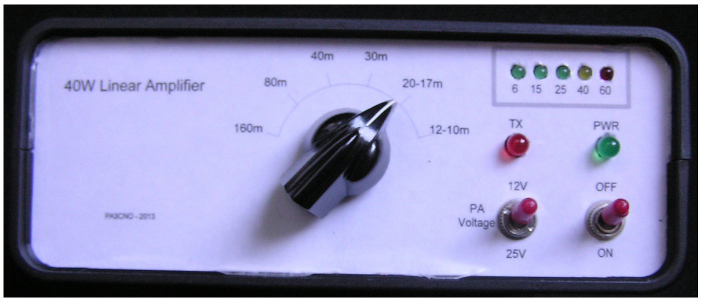
Het totaaloverzicht. Let op de permanente verzwakker aan de ingang van de PA! Verder is het een kwestie van de boel dichtklikken en testen.

Na het calibreren van de Wattmeter (afregelen van de gele LED op 40W output) is de versterker getest met als input mijn K1 maar ook met de PSK32 transceiver. Met de K1 zette ik eerst de voedingsspanning op 12V om de antenne te tunen, en daarna schakelde ik om naar 25V. Het werkt als een zonnetje. Ik stuur op 40m moeiteloos uit naar een Watt of 70, en op alle banden van de K1 (naast 40m ook 30m, 20m en 17m) haal ik probleemloos 50W output. Voor PSK liet ik de transceiver op 12V staan en beperkte ik het vermogen tot 15W. Daarbij blijven de IRF's tenminste heel, en 15W is best comfortabel met PSK (2W is soms toch wel een beetje krap..)

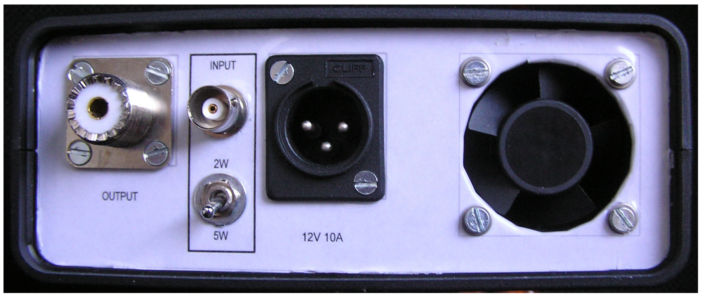
Gert PE0MGB gebruikt ook een aantal van deze Wattmeter ontwerpjes in zijn zelfbouwapparatuur, en tijdens een van de rondes op PI3RAZ

merkte hij op dat de aanwijzing varieert met de gekozen band. Aangezien Gert de beveiliging van zijn eindtrap afleidt van het al dan niet branden van de rode LED, is het hinderlijk dat op de hogere banden de meter meer aangeeft dan op de lagere banden, want dan komt de beveiliging te vroeg in. Dat is natuurlijk logisch, omdat de ingangsweerstand mede gevormd wordt door condensator C62 van 47pF (zie schema), en die weerstand is frequentie-afhankelijk. Gert verving daarom de condensator door een weerstand. Daarmee wordt een gelijkstroomkoppeling van de Wattmeter gerealiseerd, wat betekent dat de spanningsverdubbeling met C61, C62, D25 en D26 niet meer functioneert en feitelijk halvegolf gelijkrichting plaatsvindt met D25 en C61. D26 verliest daarmee zijn functie. Maar er is spanning genoeg, en het resultaat is dat de Wattmeter daarna over het gehele bereik van de versterker het juiste vermogen aanwijst.

Tot slot nog wat aanwijzingen voor het gebruik. Zoals gezegd kunnen de IRF510-en eigenlijk hun warmte niet fatsoenlijk kwijt. Langdurig gebruik bij hoog vermogen staat dan ook garant voor exploderende eindtorren. En zoals op de foto's te zien is, paste alles weliswaar in het kastje, maar moet ik er niet aan denken om de eindtorren te vervangen. Daar is niet echt makkelijk meer bij te komen. Belangrijk is dan ook dat je de versterker met een fatsoenlijke staandegolf verhouding gebruikt. Dat begint met het kiezen van het juiste bandfilter. Vergeten om de juiste band te kiezen kan je je eindtrap kosten. Daarnaast: begin altijd op 12V en check SWR en uitgangsvermogen. Schakel dan pas om naar de hogere voedingsspanning, als dat al nodig is. Voor PSK laat ik 'm op 12V staan, want dan kan ik 20W maximaal maken, en dat is eigenlijk wel genoeg. Daarnaast laat ik de zaak niet op zijn tenen lopen: hoewel de omvormer makkelijk 28V kan maken en je daarmee 20-30% meer vermogen zou kunnen maken, weegt dat niet op tegen het risico van het plotseling overlijden van de eindtorren door kortstondige overbelasting of oververhitting. 30% meer vermogen is 1,1dB en dat is nog geen tweetiende S-punt. Dat ziet niemand, en dus laat ik de zaak op 25V lopen.



Voorzijde van de lineair. Achter het linker deel van de frontplaat ligt meteen de koelplaat, dus daar kan je niets monteren. Alle bedieningsorganen zitten daar rechts van; om te beginnen de bandschakelaar, en verder de schakelaars voor aan/uit en 12V/25V.



Achterzijde van de lineair. Ook hier was het een beetje proppen, omdat een groot deel van de ruimte weer in beslag genomen wordt door de PA met ventilator. Links de uitgang, daarnaast de ingang met 5dB verzwakkerschakelaar en in het midden de XLR connector voor de voeding.

Meer dan genoeg. De HF-VOX kan je met instelpotmeter RV1 zo instellen dat hij bij SSB en/of CW net lang genoeg blijft hangen tijdens spraak/key pauzes. De lineair trekt een ampère of 8 bij volle uitsturing, en de omvormer geeft geen krimp. Dat was nog wel even spannend, want laptop omvormers zijn gemaakt om hun kunstje bij een constante belasting te doen, en dat kan je CW of SSB beslist niet noemen. Maar hij houdt keurig netjes zijn uitgangsspanning. Overigens is de omvormer én niet beveiligd tegen ompolen (plus en min verwisselen) én niet kortsluitvast. Wat het effect is van exploderende eindtorren op de omvormer kan ik dan ook niet beoordelen: ik heb ze nog niet stuk gekregen. Verder is het een schitterende compacte lineair voor mijn QRP speeltjes.

[1] http://bit.ly/15osDId

[2] http://bit.ly/14gUiOG

[3] http://bit.ly/15JJuFt



Afdelingsnieuws

In de zomermaanden juli en augustus zijn er geen bijeenkomsten. De eerste bijeenkomst is weer op woensdag 11 september. Er is nog steeds gelegenheid om je aan te melden voor de RAZ BBQ op zaterdag 21 september! XYL's en QRP's welkom. Aanmelden kan op
http://www.pi4raz.nl/bbq
Weten wie er komen? Kijk op
http://www.pi4raz.nl/bbq/overzicht.php



In de officiële amateurbladen en op fora wordt nogal eens gesomberd over de toekomst van amateurradio. Er is bijna geen aanwas meer, hoe kan je de jeugd nog interesseren in de radiotechniek als ze met een mobieltje alles beter en sneller kunnen, ect. etc. We waren dan ook blij verrast dat we sinds het verschijnen van de laatste RAZzies twee vragen ontvingen voor het begeleiden van aanstaande amateurs naar de N-licentie. Dat doen we natuurlijk graag! Weliswaar geeft de RAZ geen klassikale cursussen meer (dat is ook niet meer van deze tijd...) maar aan persoonlijke begeleiding doen we wél. Tot nu toe mogen we ons erop beroepen dat iedereen die door de RAZ begeleid is de afgelopen 7 jaar, ook in 1 keer geslaagd is. En die score gaan we natuurlijk vasthouden! Dus in het nieuwe seizoen zullen we weer nieuwe gezichten kunnen verwelkomen.

Verder gaat op de achtergrond de ontwikkeling van nieuwe projecten gewoon door. De basis daarvoor is gelegd tijdens onze expeditie naar Liechtenstein, en het eindresultaat zal je dit najaar zien in de vorm van een nieuw project om zelf te bouwen. Dit keer wat minder complex dan de PSK-transceiver, maar daarom niet minder leuk. De vorderingen zijn regelmatig te zien op de afdelingsbijeenkomsten, dus kom eens langs als je benieuwd bent hoe de projecten vorderen!

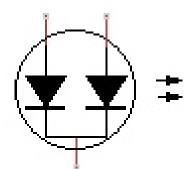


Opa Vonk

Weet Raad

Aangezien Pim deze maand op vakantie is, heb ik de post nog maar eens doorgenomen. En daar zat waarempel weer eens een vraag in voor Opa. Deze keer betrof het een elektronisch probleem: een amateur had een twee-kleuren LED en wilde die gebruiken voor een zend-ontvangst indicatie. Maar de LED had common cathode, en er was alleen maar een PTT (Push To Talk) contact beschikbaar dat naar massa schakelt. Hoe los je dat probleem op zonder een overdaad aan componenten, in het bijzonder transistoren?

Kijken we eerst even naar het schakelschema van een LED met common cathode.

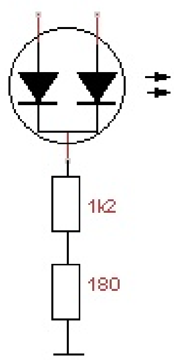


Doordat de twee kathodes met elkaar doorverbonden zijn, en het PTT-contact in rust op de posititieve voedingsspanning ligt, kan je dus alleen maar aan de kathode kant schakelen. Om nog iets te kunnen doen, gaan we de schake-

ling zo berekenen dat in rust de kathodes van de LEDs op de halve voedingsspanning ligt. Dat geeft de ruimte om zowel boven als onder de LEDs te spelen met de spanning. Verder nemen we aan dat de LEDs zich lekker voelen bij een stroom van 5 mA. Dan ligt meteen de weerstand naar massa vast, want zowel de spanning (de helft van 13,8V is 6,9V) als de stroom (5mA) zijn nu bekend. Dan geldt voor de weerstand vanaf de kathodes naar massa:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{6,9}{0,005} = 1380\ Ohm$$

Dat ligt precies tussen 1k2 en 1k5 in, en om niet meteen een grote afwijking te creëren, nemen we 1k2 en 180 Ohm in serie. Dan hebben we alvast de volgende schakeling:

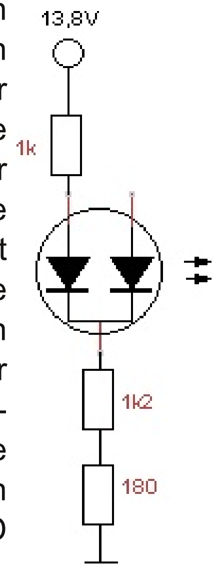


Laten we zeggen dat de linker LED de groene LED is. Die moet in rust dus branden. Over een groene LED valt ca. 2V, en over een rode LED valt ca. 1.8V. Dat verschil wordt veroorzaakt door de verschillende materialen die de desbetreffende kleur opwekken. Nu kunnen we ook uitrekenen wat de weerstand van de groene LED naar de plus moet zijn. Aangezien op de onderkant van de LED de halve voedingsspanning (zijnde 6,9V) staat, is de spanning aan de bovenkant van de groene LED dus 2V hoger. Dat valt immers over de LED. Dus is de spanning daar 8,9V. Het spanningsverschil tussen de bovenkant van de groene LED en de voedingsspanning is dan:

13,8 - 8,9 = 4,9V.

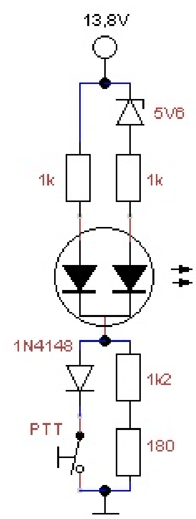
En dat betekent dat we de weerstand nu ook uit kunnen rekenen, want we weten nu én de spanning (4,9V) én de stroom (5mA). De weerstand wordt dan:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{4,9}{0,005} = 980\ Ohm$$



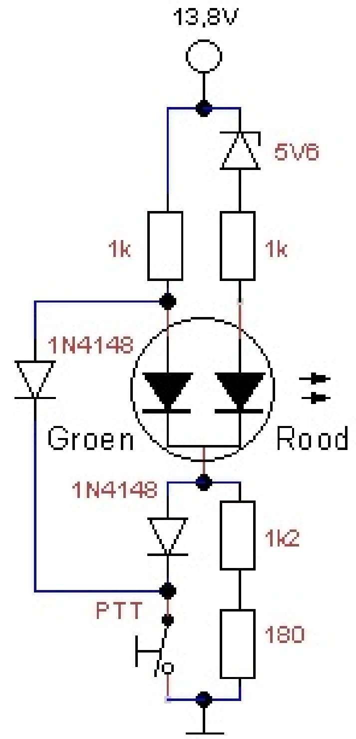
Daarmee zijn we weer een beetje verder gekomen. Hoe zorgen we er nu voor dat de rode LED niet brandt als we die aan gaan sluiten? Door ervoor te zorgen dat de spanning boven de rode LED onder de brandspanning blijft. En die is de halve voedingsspanning plus de spanningsval over de LED, dus 6,9 + 1,8 = 8,7 Volt. Aangezien de voedingsspanning 13,8V is, met er dus minstens 13,8 min 8,7 is 5,1V weggewerkt worden. Dat doen we door een zenerdiode van 5,6V op te nemen in serie met de rode LED. Dan kan deze niet gaan branden. Maar waar gaan we de PTT aansluiten? Het meest handige is om dat aan de kathodes te doen. Aangezien daar de halve voedingsspanning staat en er op het PTT-contact doorgaans de volledige voedingsspanning staat, moeten we voorkomen dat er in rust aan het PTT contact getrokken wordt. Dat doen we door via een diode te schakelen. Maar trek je de kathode naar massa zonder stroombegrenzing in serie met de zener, dan loopt de stroom zo hoog op dat er componenten in rook op zullen gaan! Dus moeten we in serie met de zenerdiode een weerstand zetten. Hoe groot? Trekken we de kathodes met een diode naar massa, dan komt er op de kathodes 0,7V te staan (de spanningsval van een diode). Op de anode van de rode LED staat dan 0,7 + 1,8 = 2,5V. Daarmee in serie staat de zenerdiode van 5,6V en dat maakt 2,5 + 5,6 = 8,1V. Er moet dan weer 13,8 - 8,1 = 5,7V weggewerkt worden. En ook hier gingen we uit van 5mA. Daaruit volgt:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{5,7}{0,005} = 1140\ Ohm$$



Rode LEDs geven doorgaans wat minder licht dan groene LEDs, dus nemen we de weerstand wat kleiner, laten we zeggen eveneens 1k. Zijn we er nu? Nog niet helemaal. Want als we nu de PTT bedienen, gaat weliswaar de rode LED aan, maar de groene LED gaat twee keer zo fel branden! Die moet dus nog uitgeschakeld worden. Daarvoor voegen we een tweede diode toe vanaf de

bovenkant van de groene LED naar het PTT contact. Daarmee worden beide zijden van de groene LED op dezelfde potentiaal gelegd en gaat de groene LED uit. Hiermee is het doel bereikt: met een enkel schakelcontact een twee-kleuren LED met common cathode gebruiken voor zend-ontvangst indicatie. Natuurlijk had Opa het schema ook in één keer kunnen tekenen, maar waar het hier vooral om ging, was om duidelijk te maken hoe het proces verloopt om tot een schakeling te komen. Het is niet alleen maar puur rekenwerk; op sommige momenten moet je een aanname doen. Zoals bij het bepalen dat in rust de kathodes op de halve voedingsspanning moeten liggen. In dit geval pakte dat in de verdere berekening van de schakeling goed uit. Maar het kan ook zo zijn dat je tijdens het ontwerp proces vastloopt. Dan blijkt de aanname niet goed te zijn en moet je van een ander vertrekpunt opnieuw beginnen. Maar dat maakt elektronica zo fascinerend. Hier rechts zie je de uiteindelijke schakeling. Probeer de stroom te volgen in de beide schakeltoestanden zodat je de werking van de schakeling begrijpt. Het zal je helpen om zelf ook schakelingen te ontwerpen!



Nostalgiehoek



AM-Stereo

Dit is geen schrijffout. Waar wij bij stereo uitzendingen onmiddellijk aan de FM-band denken, bestaan er echter ook stereo uitzendingen in de middengolfband, waar amplitudemodulatie gebruikelijk is. Vooral in Amerika is AM-radio nog helemaal niet passé zoals in ons land, maar wordt er nog volop gebruik van gemaakt. Dat heeft een paar redenen: om te beginnen is de bandbreedte in Amerika 10kHz en niet 9kHz zoals bij ons. Daardoor is er net wat meer ruimte voor hoge tonen; iets waaraan het bij AM-uitzendingen nogal schort omdat de hoogst uitgezonden toon nou eenmaal niet meer dan de halve bandbreedte mag zijn. Anders waaien je zijbanden het naastgelegen kanaal in, en dat geeft storing. Aangezien onze kanaalscheiding maar 9kHz is, is de hoogst uit te zenden toon dus 4,5kHz - dat tegen 20kHz in FM en dat scheelt ruim twee oktaven...

Proeven met stereo uitzendingen zijn niet nieuw. In 1924 experimenteerde de zender WPAJ (tegenwoordig WDRC AM) vanuit New Haven in Connecticut met stereo uitzendingen door twee zenders te gebruiken: één op 1120 kHz en de ander op 1320 kHz. De kanaalscheiding was echter beroerd, om compatibel te blijven met de mono luisteraars, die anders een deel van het geluidsbeeld zouden moeten missen.

In 1960 wordt voor het eerst AM stereo gedemonstreerd in Tijuana, Mexico, waarbij gebruik gemaakt wordt van Kahn's onafhankelijke zijband systeem. En in 1980 selecteert de Amerikaanse Federal Communications Commission (FCC) het Magnavox systeem

als de officiële AM stereo standaard. Uiteraard wordt het onderzoek van de FCC onmiddellijk beschuldigd als onjuist en incompleet. Dus besluit de FCC in 1982 dat de markt het dan zelf maar uit moet zoeken en trekt om politieke redenen de aanbeveling voor het Magnavox systeem in. Belar stopt het gevecht om AM stereo, en dan blijven Motorola C-QUAM, Harris Corporation, Magnavox, en het Kahn/Hazeltine onafhankelijk zijband systeem over.

In 1984 beginnen General Motors, Ford, Chrysler, en een aantal auto-importeurs met het installeren van C-QUAM AM stereo ontvangers in hun auto's. Harris Corporation stopt met hun AM stereo systeem en sluit zich aan bij het C-QUAM kamp (Harris maakt tot op de dag van vandaag C-QUAM apparatuur). Het geheel doet denken aan de VHS/Betamax/V2000 video-standaard oorlog die zich in de 80-er jaren van de vorige eeuw in Europa afspeelde. In 1985 omarmt ook Australië het C-QUAM systeem en Canada en Mexico volgen in 1988. En als in 1992 ook Japan C-QUAM als standaard voor AM stereo introduceert, durft de FCC het in 1993 wel weer aan om C-QUAM de AM stereo standaard voor Amerikaanse stations te maken. En als je dacht dat we het over historische technieken hadden: vanaf 2006 wordt AM stereo nieuw leven ingeblazen door het ondersteunen van C-QUAM decodering in de meeste HD Radio's. Deze nieuwe digitale radio's kunnen AM stereo signalen ontvangen, hoewel de AM zenders nu beperkt worden tot 10 kHz band-breedte en de HD ontvangers het linker en rechter kanaal omdraaien bij het decoderen van C-QUAM stereo.

Modulatietechnieken

De Magnavox PMX, Harris Corporation V-CPM, en Motorola C-QUAM (Compatible—Quadratuur Amplitude Modulatie) systemen zijn allen gebaseerd op het moduleren van de fase en de amplitude van de draaggolf, waarbij de stereo-informatie in het fasemodulatiedeel geplaatst werd, terwijl de standaard mono (L+R) informatie in het amplitudemodulatiedeel zat. De systemen deden dit op vergelijkbare, maar niet geheel met elkaar compatibele wijze. Het originele Harris Corporation systeem werd later gewijzigd zodat het kon werken met de Motorola C-QUAM piloottoon die aangaf dat er stereo informatie aanwezig was, waarmee het compatibel werd met alle C-QUAM ontvangers.

Harris Systeem

Dit systeem, ook wel bekend als V-CPM (Variable angle Compatible Phase Multiplex), werd ontwikkeld door de Harris Corporation, een grote fabrikant van radio- en TV-zenders. Het zendersignaal bevatte een links min rechts component die met ongeveer 1kHz zwaai frequentie gemoduleerd werd. Harris is de opvolger van de pioneer Gates radio toestellen. Harris was de vroege leider van de AM stereo oorlogen die volgden. Het systeem werd in de 80-er jaren van de vorige eeuw door een groot aantal omroep-stations gebruikt, maar de FCC trok tijdelijk de goedkeuring van het Harris systeem in, waardoor de meeste stations overschakelden naar Motorola's C-QUAM systeem. Het Harris systeem paste uiteindelijk haar piloottoon aan, waardoor het compatible werd met C-QUAM. Het radiostation CKLW in Windsor, Ontario, Canada (met ook een station bij Detroit, Michigan) was één van de eerste stations die in Harris AM stereo uitzond. Het Harris systeem wordt in zijn originele opzet momenteel nergens meer gebruikt.

Magnavox Systeem

Dit systeem werd ontwikkeld door elektronica fabrikant Magnavox. Het is een fase modulatie systeem. Dit systeem werd in eerste instantie door de FCC als standaard bestempeld, maar later kwam de FCC daar op terug en verklaarde dat stations vrij waren om te kiezen welk systeem ze wilden gebruiken. Net als het Harris systeem was het populair in de 80-er jaren van de vorige eeuw, maar veel stations zenden niet meer uit in stereo of zijn in de loop van de tijd ge-upgrade naar het C-QUAM systeem. 1190 WOWO in Fort Wayne, Indiana was toen het 50.000-Watt Magnavox vlaggeschip station.

Motorola C-QUAM

C-QUAM werd voornamelijk ontwikkeld en gepromoot door Motorola, een reeds lang bestaande fabrikant van twee-weg radio apparatuur. Aan het einde van de 80-er jaren van de vorige eeuw werd het het leidende systeem voor AM-stereo en in 1993 werd het door de FCC als de officiële standaard aangewezen. Hoewel veel Amerikaanse omroepstations sindsdien gestopt zijn met uitzenden in stereo, hebben velen nog wel de noodzakelijke amateur om dat te doen. C-QUAM is nog steeds populair in andere delen van de wereld, zoals Canada, Japan en Australië waar het tot officiële standaard verklaard is.

QUAM maakt gebruik van kwadratuur fase- en amplitudemodulatie: de fase van het geluid ijlt voor of na op de draaggolf en tevens wordt van elke fase de amplitude veranderd; daardoor ontstaan 16 referentiepunten (hetzelfde principe werd toegepast in modems om over de 9600 bit/s beperking op analoge lijnen heen te komen). Het QUAM signaal (links min rechts, of "L-R" informatie) wordt dan in fase op de zender gemoduleerd (de QUAM stuurzender verving dan het kristal in de AM zender) en het links plus rechts signaal (of "L+R") moduleerde de zender gewoon in amplitude zoals in de oude tijden. C-QUAM is een gemodificeerd QUAM signaal en aldus "compatibel" genoemd (de "C-" in "C-QUAM").

C-QUAM werd echter heftig bekritiseerd door de uitvinder van het Kahn-Hazeltine systeem, Leonard Kahn, als zijnde een inferieur systeem vergeleken met het zijne. De eerste generatie C-QUAM onvangers leden aan "bewegend platform" effecten als via de ether naar de stations geluisterd werd. Latere verbeteringen door Motorola minimalizeerde dat effect en verbeterde de geluidskwaliteit en kanaalscheiding, in het bijzonder bij AMAX gecertificeerde ontvangers in de 90-er jaren.

Kahn-Hazeltine

Het Kahn-Hazeltine systeem werd ontwikkeld door de Amerikaanse ingenieur Leonard R. Kahn en de Hazeltine Corporatie. Dit systeem gebruikte een totaal ander principe, door gebruik te maken van onafhankelijk van elkaar gemoduleerd hoge en lage zijbanden. Waar een ontvangststation het beste klinkt met gebruikmaking van de juiste decoder, was het ook mogelijk om twee gewone standaard AM radio's te gebruiken (één afgestemd boven, en de ander onder de eigenlijke draaggolf) voor de ontvangst van stereo, maar dan wel met verminderde geluidskwaliteit en kanaalscheiding in vergelijking met een ontvanger met echte Kahn decoder. Een van de bekendste stations die gebruik maakte van het Kahn systeem was 890/WLS in Chicago. WLS zendt nog steeds uit in AM stereo, maar gebruikt nu Motorola's C-QUAM systeem.

Het Kahn systeem leed echter aan verminderde kanaalscheiding boven de 5kHz (met helemaal geen scheiding meer bij 10kHz waar FM stereo nog 40 dB of meer kanaalscheiding haalt bij 15kHz), en de richtinggevoelige zendantenne (vaak toegepast bij stations die voornamelijk 's-nachts uitzenden maar soms ook bij stations die overdag uitzenden) moest een vlakke respons hebben over het hele 20kHz brede AM kanaal. Had de antenne een hogere SWR aan één kant van het kanaal in vergelijking met de andere kant (en denk erom dat die antennes smalbandig zijn), dan had dat invloed op de geluidskwaliteit en ook op het stereo signaal. Daarnaast weigerde Kahn om een licentie voor zijn ontwerp af te geven aan andere ontvangerbouwers, waar ontvangers voor meerdere systemen toch door diverse fabrikanten al op de markt gebracht werden, zoals door Sony, Sansui en Sanyo, die elk van de vier AM stereo systemen konden ontvangen.

Desalniettemin was dit systeem zeer concurrerend met C-QUAM tot laat in de 80-er jaren en Kahn liet geen gelegenheid onbenut om de voordelen van zijn systeem ten opzichte van dat van Motorola te ventileren. Kahn spande zelfs een proces aan waarin hij beweerde dat Motorola's systeem niet voldeed aan de bandbreedte eisen van de FCC, maar tegen die tijd was C-QUAM al tot AM stereo standaard voor Amerika verklaard.

Kahn's AM stereo ontwerp werd later aangepast voor mono-gebruik en ook toegepast in het

Power-Side systeem, waarbij een verminderde sterkte van één zijband gebruikt wordt om de reikwijdte te verbeteren, speciaal bij richtantennes. Power-Side werd de basis voor CAM-D, Compatible AM Digital, een nieuw digitaal systeem dat door Leonard Kahn gepromoot werd en gebruikt is bij diverse AM stations.
Kahn's ontvangerchips werden ook gebruikt om wereldontvangers te voorzien van synchrone detectietechnieken.

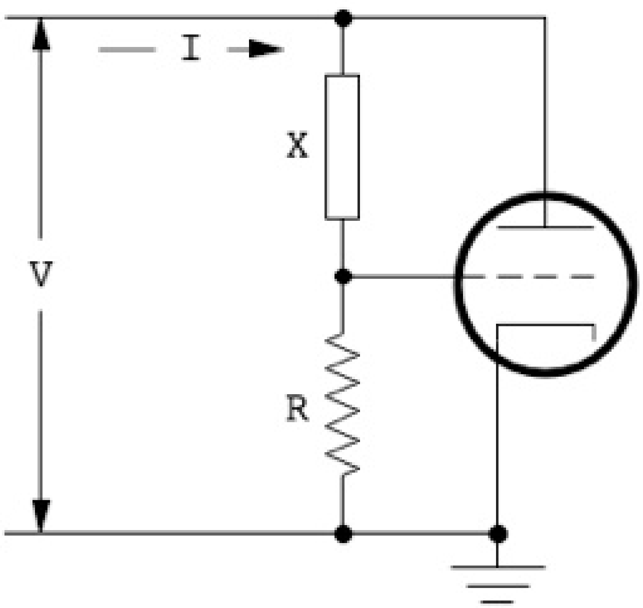
Belar System
Het Belar systeem is ooit maar in een beperkt aantal stations toegepast, zoals bij WJR. Het Belar systeem was een eenvoudig FM/AM modulatie systeem, waarbij een verzwakt L-R signaal de draaggolf in frequentie moduleerde (met een 400 µs pre-emphasis) met een zwaai van +/- 320 Hz rond de centrale frequentie, en het L+R op de normale manier voor de AM modulatie zorgde (bij buizenzenders normaliter met anodemodulatie, waarbij het geluid gesuperponeer wordt op de anodespanning; in solid state zenders worden verschillende technieken gebruikt die wat meer efficientie hebben bij lagere vermogens). Het Belar systeem (gemaakt door het bedrijf met dezelfde naam) redde het niet als gevolg van ontwerpproblemen, hoewel het veel eenvoudiger te implementeren was dan de andere systemen. Het Belar system en het Kahn systeem hadden geen last van het bewegend platform effect (wat dodelijk was voor nachtelijke AM stereo uitzendingen; bij het bewegend platform effect schuift de stereo balans van de ene naar de andere kant en dan weer terug naar het midden) maar het lage niveau van de frequentie modulatie maakte een hoge kanaalscheiding nou eenmaal niet mogelijk.

AM-Stereo zender

Genoeg theoretisch gereutel. Voor degenen die het allemaal eens willen proberen, volgt hier de beschrijving van een eenvoudige C-QUAM compatible AM Stereo zender met buizen. Wat moet je ermee als je geen ontvanger hebt zou je zeggen, maar decoders zijn nog steeds te koop. Zoek op Ebay op AM Stereo Decoder en je vindt complete decoder printen (voor $28) maar ook de decoder IC's waarvan de application notes bij de kilo op internet zweven. Of misschien heb je in je verzameling oude radio's wel een AM stereo ontvanger staan. Dan is dit je kans om een bijpassende zender te maken.

Het Magnavox systeem is het eenvoudigste systeem, in die zin dat de L-R fasemodulatie gewoon een lineair modulatiesysteem is. Het Motorola systeem werkt volgens een niet-lineaire fasemodulatietechniek. Het Motorola systeem gebruikt een hoop onderdelen om de L+R en L-R signalen kwadratuurgemoduleerd op de draaggolf te krijgen, en stuurt het resulterende signaal daarna door een limiter, die na alle moeite die je gedaan hebt, alleen een fasegemoduleerd signaal overlaat. Dus waarom zo moeilijk doen? Het antwoord ligt in allerlei politieke gevoeligheden en dat valt buiten de scoop van dit artikel. Het volstaat om te zeggen dat het verschil tussen lineaire en niet-lineaire fasemodulatie niet heel erg groot is, behalve in specifieke gevallen waarbij een geluid in slechts één van de kanalen aanwezig is met hoge amplitude. Statistisch gezien komt dat in normale muziek maar zelden voor. Onder normale omstandigheden is de uitgang van de C-Quam fasemodulator een redelijk lineaire functie van het L-R signaal. Om die reden kon het ontwerp van de C-Quam compatibele zender sterk vereenvoudigd worden door de toepassing van een eenvoudig lineair fasemodulatiecircuit. Dat werd tijdens de testen bevestigd. Zelfs tijdens de worst case geluidssignalen, waarbij theoretisch wat vervorming in de ontvanger hoorbaar zou moeten zijn, was die vervorming niet waarneembaar.
Voor het geheel is nodig: een eenvoudige fasemodulator, een eenvoudige amplitudemodulator en een eenvoudig geluids-matrixcircuit (voor het samenvoegen van de diverse signaalcomponenten). Daarnaast is een piloottoongenerator noodzakelijk. In het C-Quam systeem is dat een 25 Hz toon met lage amplitude dat de ontvanger vertelt dat er een stereo signaal aanwezig is.

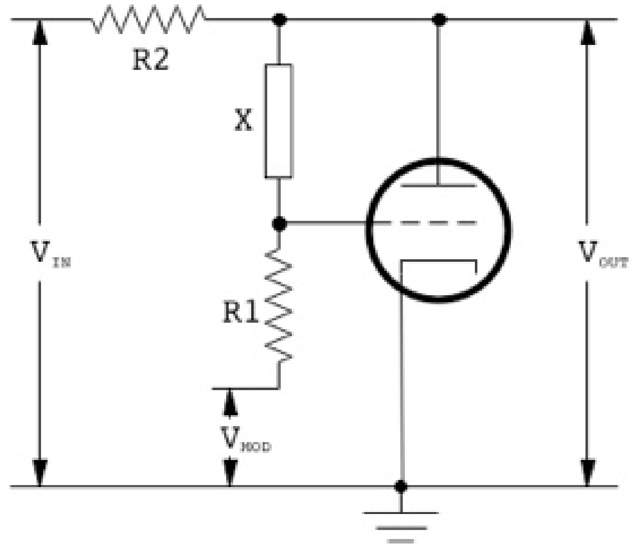
Vooral de opwekking van het fasegemoduleerde signaal is interessant, vandaar dat we daar eens wat verder op in zullen zoomen. De werking van zo'n schakeling is niet meteen duidelijk, maar vormt wel een cruciaal deel van de zender.



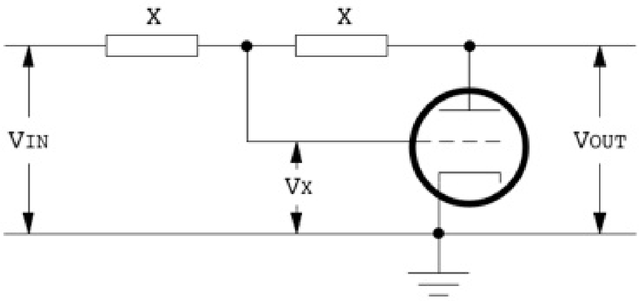
Het hier getoonde schema is een basis reactantie buizenschakeling. Neem aan dat een wisselspanning V toegevoerd wordt aan de linkerkant van het schema. Component X is een pure reactantie - hetzij capacitief, hetzij inductief. Neem ook even aan dat de reactantie X een hoge waarde heeft, waardoor er maar relatief weinig stroom doorheen loopt. Daardoor gaat de meeste stroom dus door de anode van de buis. De anodestroom van een buis wordt beschreven door de volgende formule:

$$I_a = g_m * V_G$$

Daarin is I_a de anodestroom, g_m de transconductantie ofwel de steilheid van de buis, en V_G de roosterspanning. De roosterspanning is evenredig met de stroom door de weerstand R die op zijn beurt weer gelijk is aan de stroom door de reactantie X. Aangezien de stroom door een reactantie 90° uit fase is met de spanning die er overheen staat, is de roosterspanning V_G 90° uit fase met de ingangsspanning V en dientengevolge is de anodestroom eveneens 90° uit fase met de ingangsspanning V. Aangezien deze reactieve stroom eveneens evenredig is met de steilheid van de buis, dan zal als de steilheid verandert, de reactieve stroom eveneens veranderen. En aangezien de steilheid van de buis een functie is van de roosterspanning, kunnen we de reactieve stroom veranderen met de roosterspanning. Op de aansluitpunten hebben we dus feitelijk een variabele reactantie die kan fungeren als variabele capaciteit of variabele zelfinductie, afhankelijk van wat voor component je kiest voor X.



Deze variabele reactantie kan gecombineerd worden met een extra weerstand (R2 in het volgende schema) om zo een faseverschuivend netwerk te maken. Hierin bepaalt modulatiespanning VMOD de roosterspanning en daarmee de steilheid en de faseverschuiving. Hoewel deze zeer eenvoudige schakeling met wat aanpassingen goed kan werken, heeft de schakeling een aantal nadelen. Een van de grootste nadelen is dat de uitgangsspanning varieert met de hoeveelheid faseverschuiving. Bijna net zo simpel, maar zonder de nadelen, is een reactantie fasemodulatorschakeling met een buis volgens F.E. Terman, uit het boek Electronic and Radio Engineering, 4th Edition, McGraw-Hill, 1955, bladzijde 604. Die schakeling zie je op de volgende pagina. De details zoals voeding en instelspanningen zijn voor de eenvoud weggelaten. Terman bespreekt de schakeling slechts summier, maar verwijst naar S.M. Beleskas, Phase Modulation Circuit, Proceedings of the National Electronics Conference, Chicago, Vol. 3, 1947, bladzijden 654-661, waar een diepere analyse wordt gegeven.



De componenten met een X zijn reactanties van gelijke waarde. Die mogen beiden capacitief of inductief zijn.

V_{IN} is het HF draaggolf ingangssignaal wat in fase gemoduleerd moet worden. V_{OUT} is het in fase gemoduleerde draaggolf uitgangssignaal. Zonder in details te treden, zijn de voornaamste voordelen:

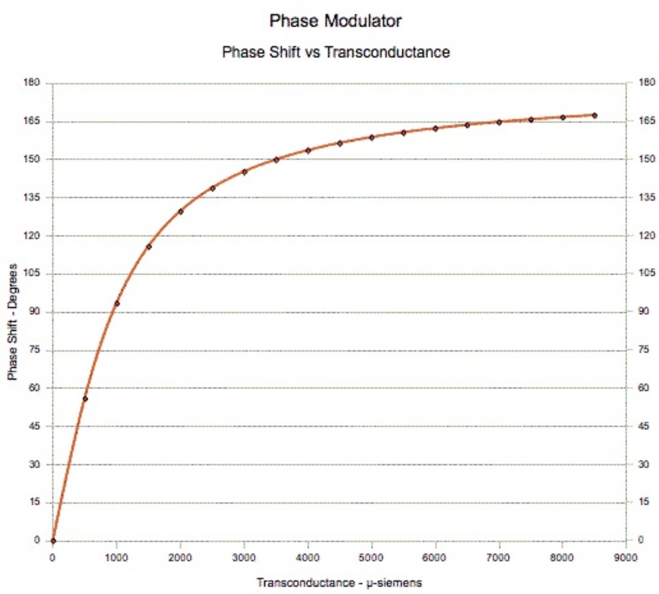
• De uitgangsamplitude is gelijk aan de ingangs-amplitude, onafhankelijk van de hoeveelheid faseverschuiving.

• Een totale faseverschuiving van bijna ±90° is mogelijk.

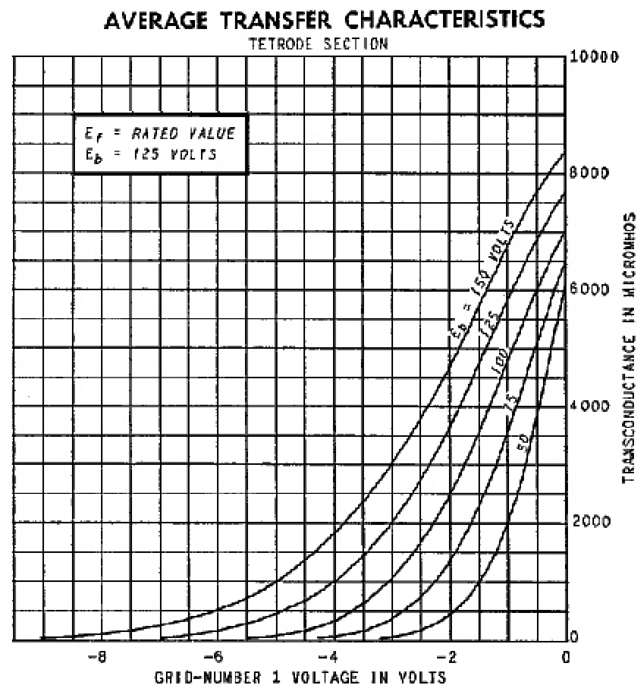
De faseverschuiving van deze schakeling wordt gegeven door de volgende formule:

$$\phi = 2 * \arctan|X * g_m|$$

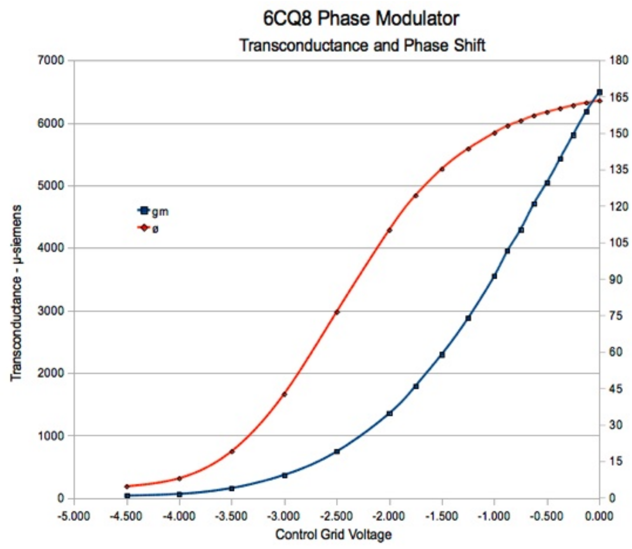
waarin Φ de fasedraaiing is, X de reactantie uit het schema, en g_m de steilheid van de buis. Vanwege de Arctan functie wordt onmiddellijk duidelijk dat de faseverschuiving een nogal niet-lineaire functie zal zijn van de steilheid. De volgende grafiek van de faseverschuiving uitgezet tegen de steilheid bevestigt dit.



Maar daarmee is de zaak niet verloren. Als je naar de databoeken kijkt, blijkt de steilheid van een buis een niet-lineaire functie van de roosterspanning te zijn. Hieronder zie je een setje steilheidsgrafieken uit de General Electric Vacuum Tube Guide en dan de tetrode sectie van een 6CQ8 triode/tetrode.

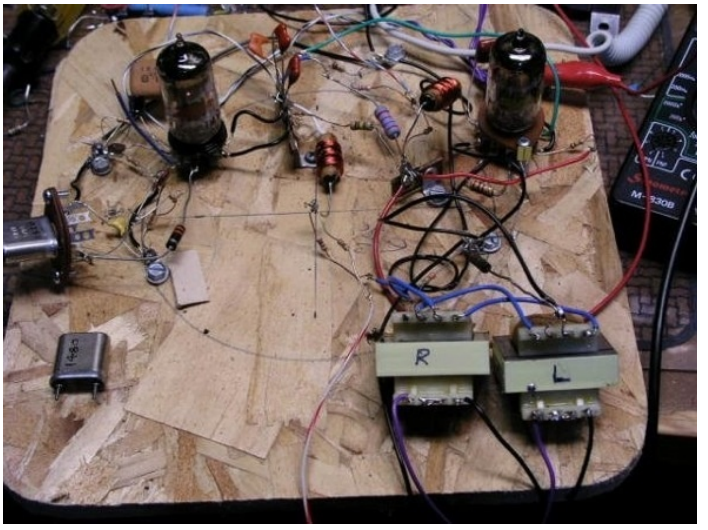


Zoals je ziet wijken de grafieken voor de steilheid precies naar de andere kant uit als de grafieken voor de faseverschuiving. Dus moet het mogelijk zijn door het kiezen van de juiste schermroosterspanning en stuurroosterspanning de faseverschuivingsfunctie lineair te krijgen over een bruikbaar gebied. De gegevens uit de steilheidsfrafieken werden in een spreadsheet ingevoerd, en toen als input gebruikt voor de faseverschuivingsformule. Bij toepassing van 100 pF condensatoren voor de reactanties, en een werkfrequentie van 1500 kHz (wat een reactantie voor X van 1061 Ohm oplevert), en een schermroosterspanning van 75 Volt, wordt een resultaat bereikt zoals op de volgende bladzijde in een grafiek te zien is.

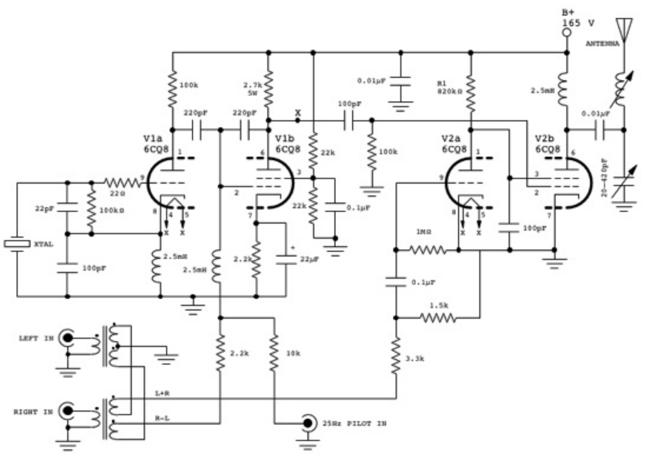


De blauwe lijn is de resulterende steilheidsgrafiek voor een schermroosterspanning van 75 V. De rode lijn is de resulterende faseverschuiving als functie van de stuurroosterspanning. Hieruit is af te lezen dat met een roosterspanning van -2.5 Volt de faseverschuiving behoorlijk lineair is over een gebied van ±45° en dat is voldoende voor deze toepassing. (Voor een zender die compatibel moet zijn met C-Quam is niet meer dan ongeveer ±30° faseverschuiving nodig.) Voor de duidelijkheid: bij een roosterspanning van -2.5 Volt is in rust de faseverschuiving 75°, en met een geschikte stuurroostermodulatie kan dit variëren van 30° tot 120° zonder dat dit significant niet-lineair wordt. Het feit dat de faseverschuiving in rust 75° is in plaats van 0° is irrelevant, omdat slechts de faseverschuiving ten opzichte van de rustinstelling van belang is. De S-vorm van de grafiek is ook nog eens een voordeel, omdat dat gedeeltelijk de niet-lineairiteit van de C-Quam fasemodulator compenseert als er sterke verschillen in het stereobeeld ontstaan (groot L-R signaal).

Nu er een geschikte kandidaat voor de fasemodulator gevonden is, was het tijd om een prototype in elkaar te zetten. De transformatoren zijn gewoon verkrijgbaar bij Mouser(.nl) en voor de buizen zijn diverse keuzemogelijkheden. Daar kom ik zo nog op terug. Het prototype werd op een stuk hout gebouwd:



Het schema van het prototype vind je hieronder. Een beetje klein, maar het gaat om het idee. Straks volgt het definitieve schema.



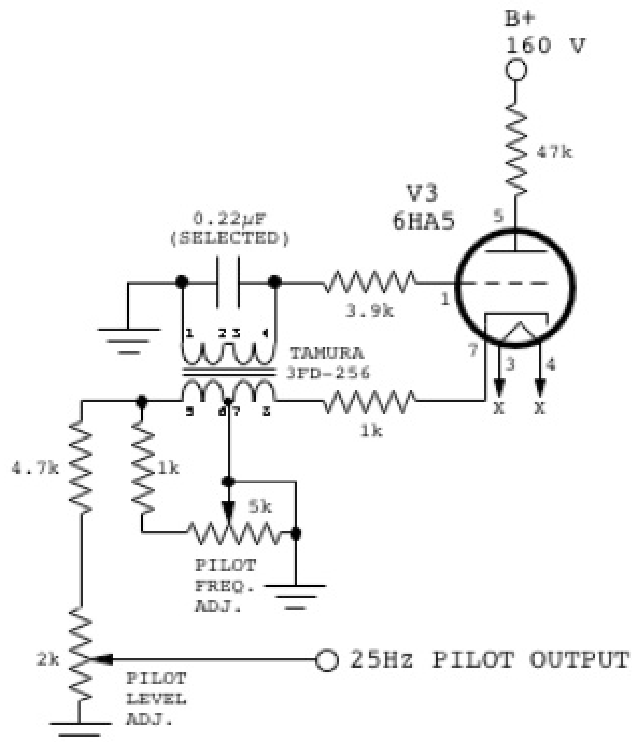
In dit schema is V1a de kristaloscillator die de draaggolf opwekt. Het is een gewone Colpitts kristaloscillator. V1b is de fasemodulator. Hoewel in de eerdere schema's sprake was van een triode, heeft in deze toepassing een tetrode de voorkeur. In een triode varieert de steilheid met de anodespanning, en dat is ongewenst. In een buis met een schermrooster is de steilheid redelijk immuun voor anodespanningsvariaties. De 220 pF condensatoren tussen de anodes van V1a en V1b hebben de functie van reactantie X zoals besproken. Tijdens het testen van het prototype zijn die waarden een paar keer veranderd. Gedurende de eerste testen deden de 220 pF condensatoren het het best, maar na het finetunen van de rest van de schakeling werd uiteindelijk een waarde van 100 pF gekozen als de beste waarde voor de gekozen werkfrequentie van 1500 kHz. Er zit echter nogal

wat speelruimte in de gekozen waarden. De werkfrequentie kon van 1500 kHz naar 1000 kHz veranderd worden zonder dat de condensatoren aangepast moesten worden; alleen een kleine wijziging in de roosterspanning van V1b was noodzakelijk. Ontwerp je de zender voor een specifieke frequentie, dan is het aan te raden de condensatoren zo te kiezen dat die ongeveer 1000 Ohm reactantie hebben op de werkfrequentie.

V2a en V2b vormen een controlled carrier amplitude modulatie zender. Het reeds in fase gemoduleerde signaal is afkomstig van V1b. Het L+R modulatiesignaal moet iets verzwakt worden om in balans te blijven met de ingang van de fasemodulator. Dat wordt gerealiseerd met de 3.3k/1.5k spanningsdeler tussen de ingangstransformatoren voor het geluid en het rooster van V2a.

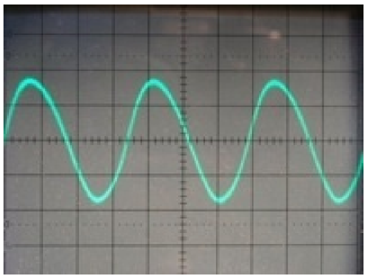
Tijdens de eerste testen werd de piloottoon geleverd door een externe signaalgenerator. De piloottoon wordt gecombineerd met het stereo verschilsignaal welke vervolgens toegevoerd wordt aan de fasemodulator. De piloottoon verschijnt niet in het amplitudegemoduleerde deel van het signaal. Tijdens testen bleek dat links en rechts omgedraaid waren in de ontvanger. Dat was goed nieuws, want het betekent dat de ontvanger stereo detecteerde en dat afgezien van het verwisselen van de kanalen ook correct decodeerde. Het bleek dat de fasemodulator net andersom werkt, en een R-L signaal moet hebben in plaats van een L-R signaal. Dat is eenvoudig opgelost door de secondaire windingen van de geluidstransformatoren om te draaien.

Een ander probleem dat uit de test naar voren kwam, was dat het midden van het signaal (L+R) iets naar rechts leek te zitten. Hoewel niet echt irritant, was het wel goed te horen. Na wat analyses bleek dat als de draaggolf een tweede harmonische bevatte, dit hetzelfde effect had als een stereosignaal uit het midden, en de ontvanger decodeerde dat al als zodanig. Het bleek dat er twee bronnen van tweede harmonischen waren. De eerste was de kristaloscillator, en de tweede was het gevolg van het hoge signaalniveau aan de ingang van de fasemodulator waardoor deze zichzelf moduleerde. De oplossing voor de oscillatorvervorming was de toevoeging van een LC laagdoorlaatfilter tussen de oscillator uitgang en de ingang naar de fasemodulator. Maar het oplossen van het zelfmodulatieprobleem was minder eenvoudig. Eigenlijk zou de sturing dan verminderd moeten worden, maar dat zou betekenen dat verderop in de schakeling dan weer een extra versterkertrap nodig zou zijn. Gelukkig is er een oplossing die geen extra buizen nodig maakt. Het is mogelijk om het verschoven geluidsbeeld te herstellen door eenvoudigweg de afstemming van het antenne aanpasnetwerk te veranderen.



Met het nu werkende prototype was het tijd voor het bouwen van een 25 Hz piloottoon generator. Hier is een 6HA5 triode gebruikt, met geen andere reden dan dat die voorhanden was. Er is gekozen voor een LC resonantieschakeling vanwege de hoge Q en goede stabiliteit in vergelijking met andere laagfrequent oscillatoren. De zelfinductie wordt gerealiseerd met een 1.1 VA voedingstransformator (Tamura 3FD-256). De terugkoppeling wordt van de kathode afgenomen.

Fijnafstemming van de piloottoon frequentie wordt gerealiseerd door een variabele belasting (een 5k potmeter) over een van de transformatorwindingen te zetten en als gevolg van de niet-lineairiteit van de ijzeren kern veroorzaakt dat een verandering in de zelfinductie. Met de gekozen componentenwaarden is het regelbereik ongeveer ±3 Hz, waardoor het heel eenvoudig is om de vereiste precieze afstemming te realiseren. De meeste decoderchips specificeren dat de piloottoon 25 Hz ±0.6 Hz moet zijn.

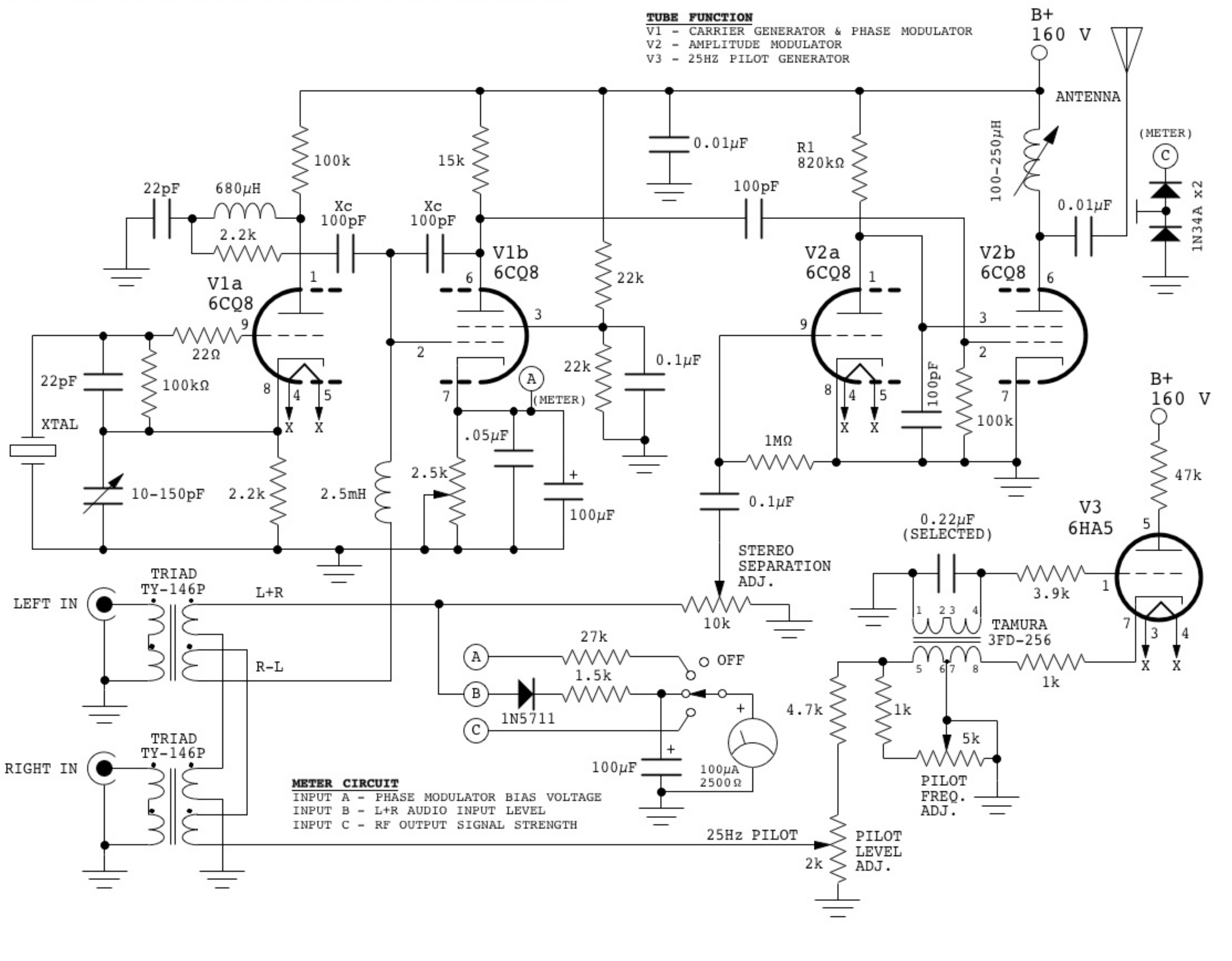


Deze oscillator zit binnen de stabiliteitseisen, zelfs bij gebruik van een ongestabiliseerde voeding. Vanwege het kleine afregelbereik moet de resonantiecondensator wel met de hand gekozen worden om in de buurt van het midden van het afstembereik te komen. Gelukkig resoneert de zelfinductie van de gekozen transformator bij de comfortabele condensatorwaarde van 0.22 µF. Zoals op het scoopbeeld te zien is, produceert deze oscillator een redelijk schoon ogende sinus en is geen additionele filtering noodzakelijk.

Het definitieve schema is hieronder te zien. Er is een extra multi-functionele meterschakeling toegevoegd ten opzichte van het prototype, en ook is de piloottoonoscillator er in verwerkt. De wijzigingen ten opzichte van het prototype op een rijtje:

· Trimmer toegevoegd aan het kristaloscillator circuit. Dat was in eerste instantie gedaan in een poging om de tweede harmonische te verminderen. Dat deed het niet, maar het is wel noodzakelijk als een keramische resonator gebruikt wordt in plaats van een kristal, om de oscillator

LOW POWER C-QUAM AM STEREO TRANSMITTER

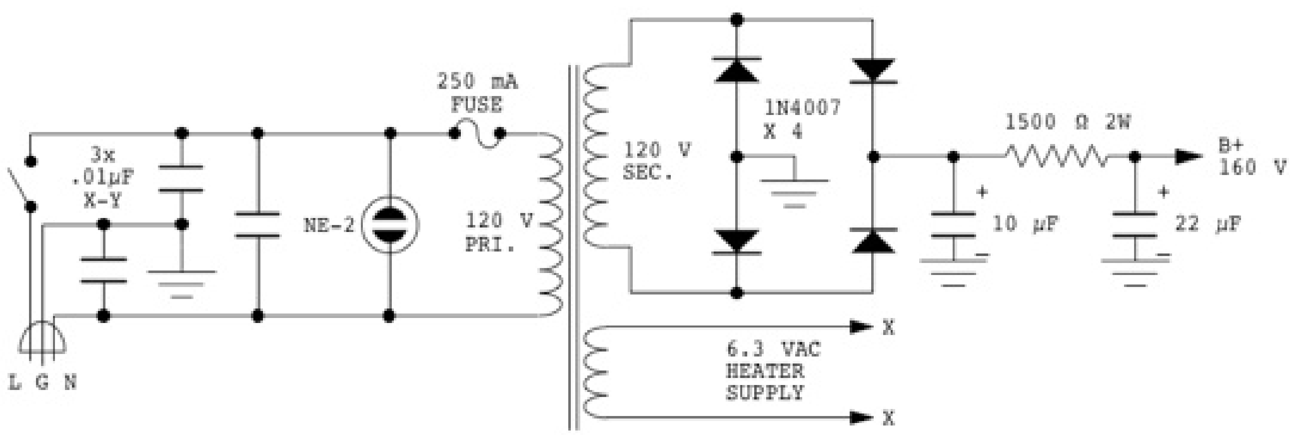


op frequentie te kunnen zetten.
· V1b kathodeweerstand vervangen door een potmeter om de instelling van de fasemodulator aan te kunnen passen.
· Toevoeging van een 680µH/22pF LC laagdoorlaatfilter tussen de uitgang van V1a en de ingang van V1b, zoals hiervoor beschreven.
· Vervanging van de vaste L+R verzwakker door een 10k potmeter. Daarmee kan de kanaalscheiding geoptimaliseerd worden.
· Toevoeging van de 25Hz piloottoongenerator, zoals hiervoor beschreven.
· Injectie van het 25Hz piloottoonsignaal is nu in serie met het R-L verschilsignaal. Daardoor is het eerder toegepaste weerstandsnetwerk niet meer nodig en het maximaliseert het R-L modulatiesignaal.
· Vervanging van het antenne L-netwerk en de anodesmoorspoel van V2b door een eenvoudiger inductieve anodebelasting (een kleine spoel met verstelbare kern uit de junk box) die een parallele LC schakeling vormt in combinatie met de antennecapaciteit. Dat is eenvoudiger en geeft minder verliezen ten opzichte van de eerdere opzet. De waarde van de spoel is afhankelijk van de antennelengte en de werkfrequentie.
· Meterschakeling toegevoegd welke gebruikt wordt voor het tonen van het geluids-ingangsniveau (L+R), antenne netwerk afstemming (diode detector HF probe welke dicht bij de HF uitgangsbedrading geplaatst wordt) en de kathodespanning van V1b (en dus de negatieve roosterspanning).

Verder is het nog waard om te vertellen dat hoewel de schakeling ontworpen is voor gebruik met 6CQ8 buizen, hij ook getest is met 6GH8A, 6U8A/ECF82 en 6KD8 buizen, die identiek werken zonder dat er wijzigingen noodzakelijk zijn. Interessant genoeg wordt de 6CQ8 door de fabrikant beschreven als een triode/tetrode waar de andere buizen beschreven worden als triode/pentodes. Feitelijk zijn het allen beam buizen, en is hun interne structuur gelijk aan elkaar.

Voor de voeding werd een 20 VA, 120 V scheidingstransformator gebruikt uit een scheerstopcontact. In de Amerikaanse versie was dat 120/120V, maar een 230/115V trafo zou het hier prima moeten doen. De drie 0,01 µF X-Y veiligheidscondensatoren die over de netspanning zijn geschakeld zijn belangrijk voor het onderdrukken van 50 Hz brom uit de ontvanger, omdat HF anders een weg via het lichtnet kan bewandelen naar de ontvanger en daar - door de gelijkrichtdioden gemoduleerd - een brom op het ontvangstsignaal kan veroorzaken. De getoonde zekering was in het prototype de thermische beveiliging van de transformator.

Voor wat betreft de mechanische opbouw kan je natuurlijk je fantasie de vrije loop laten. Een mooi gevouwen chassis met wat geschilderde houten zijpanelen en frontplaat geeft een fraai uiterlijk, zoals op de foto op de volgende bladzijde te zien is.





Rest nog de afregelprocedure. Met alle bugs reeds opgelost is dat niet echt een probleem meer. Hoewel er heel wat af te regelen valt, komt er ook wel signaal uit als je dat niet doet. De gebruikte procedure is als volgt:

1. Sluit de antenne aan, schakel de voeding in en wacht een paar minuten tot de buizen warm zijn en alles een beetje gestabiliseerd is.
2. Verzeker je ervan dat de kristaloscillator werkt en op frequentie staat. Stem eventueel af met de trimmer in het oscillatorcircuit.
3. Schakel de meter zo, zodat hij het uitgangsniveau meet, en regel de spoel in de anode van V2b op maximale uitslag.
4. Regel de potmeter in de kathode van V1b zo af dat er ongeveer +2.5 Volt op de kathode staat.
5. Verzeker je ervan dat de piloottoonoscillator werkt en op frequentie staat. Eventueel bijstemmen met de potmeter over de transformator.
6. Stem een AM-Stereo ontvanger af op de zendfrequentie en draai het niveau van de piloottoon zover op dat de stereo indicator op de ontvanger gaat branden (moet je wel een AM-stereo ontvanger hebben...)
7. Verbind een geluidsbron met het linker ingangskanaal van de zender. (Muziek lijkt hier beter te werken dan een toon uit een signaalgenerator voor de afregeling.) Regel de potmeter voor de kanaalscheiding af op minimaal signaal uit het rechter kanaal. Regel ook de potmeter in de kathode van V1b op minimum vervorming in het rechter kanaal.
8. Herhaal stap 7 maar nu met signaal op het rechter kanaal. Als alles goed werkt, zou alles al optimaal moeten staan.
9. Verstem de spoel in de anode van V2b zodat het middengeluid ook in het midden van het stereobeeld staat.
10. Verbind nu een stereo geluidsbron met de zender en geef zoveel sturing dat er een goede modulatiediepte zonder vervorming bereikt wordt.

En de zender is gereed voor gebruik!

Arduino Ambilight

Robert de Kok, PA2RDK

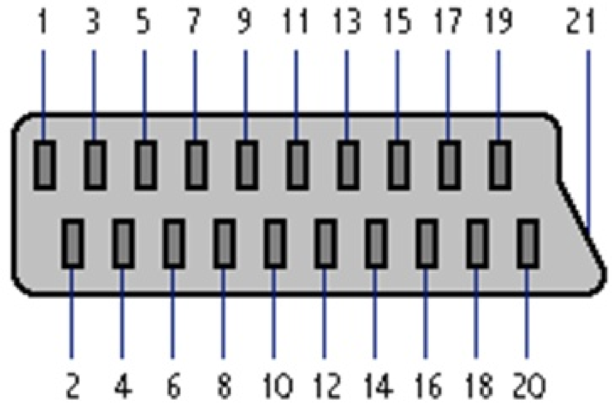
Het Philips Ambilight is een verlichtingssysteem ingebouwd in de TV dat rondom de TV, of alleen aan beide zijkanten en soms ook aan de bovenkant licht uitstraalt. Hierbij neemt het licht de kleur aan van de kleur die wordt getoond op het beeldscherm.



Globaal wordt hierbij gekeken naar de positie van het licht en de kleur op die positie op het beeldscherm. Als er in het beeld dus een groene weide met een mooie blauwe lucht zichtbaar is, zal het licht boven het beeldscherm blauw zijn en on onderin groen. Dit Ambilight vergroot virtueel het beeldscherm waardoor er een intensere beleving van het TV kijken ontstaat.

Nadat ik het bij mijn zoon had gezien, bedacht ik dat het ook zelf te maken moet zijn. Elektor heeft er lang geleden een uitgebreid en complex project aan gewijd, maar dit is schijnbaar niet succesvol geweest, want er is weinig van terug te vinden. Wellicht kan ik het beter en eenvoudiger.

De eerste uitdaging bestond er uit aan het RGB signaal te komen waarmee het licht bestuurd kan worden. Op mijn TV was geen video uitgang beschikbaar, maar zoals waarschijnlijk velen in Zoetermeer en ver daarbuiten kijk ik TV via Ziggo. Van Ziggo heb ik een settop box met een HDMI uitgang waarmee ik de TV aanstuur. Zoals de meeste settop boxen heeft deze ook een Scart uitgang.



Scart connector gezien van de achterkant.

5, 9 en 13 zijn de nuldraden
7 = blauw
11 = groen
15 = rood

Controle met de scoop wees uit dat ook hier signaal uit komt. Het signaal zag er op de scoop echter iets anders uit dan ik verwachtte. Hiervoor bleek een prima verklaring. In het menu van de settop box kan het type uitgangssignaal van de Scart uitgang in RGB mode of in CVBS mode worden gezet. Voor ons project is RGB noodzakelijk. Nadat ik het type signaal op RGB had gezet en de instellingen had opgeslagen, kreeg ik op de scoop drie keurige signalen voor R,G en B.

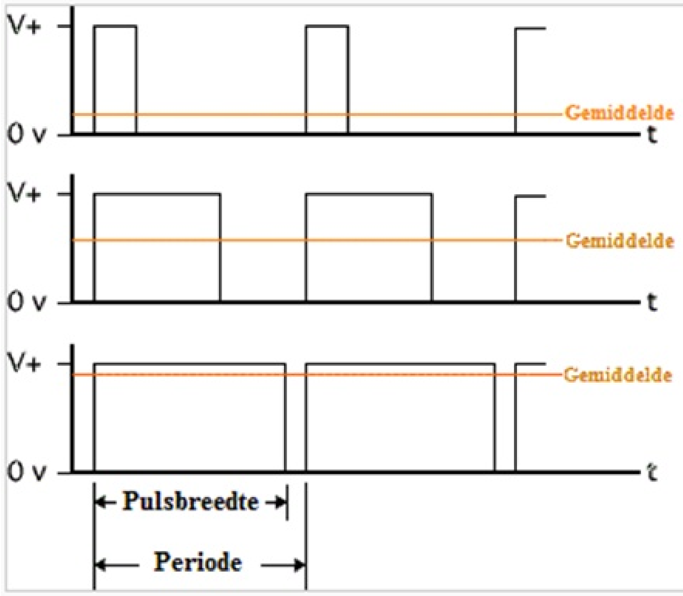


Natuurlijk werkt dit niet alleen voor Ziggo settop boxen maar lukt dit waarschijnlijk met vrijwel elke settop box met een Scart aansluiting.

In eerste instantie was de bedoeling het project met behulp van een PIC te bouwen. Ik voorzag echter grote problemen met de rekenkracht als ik moest gaan uitrekenen welke kleur er in welke hoek op het beeldscherm zichtbaar is. Daarbij zijn de horizontale sync en verticale sync niet beschikbaar op de RGB-lijnen en zou ik dus meer signalen van de Scart connector af moeten halen. Dus besloot ik eerst een ‘poor mans’ versie te bouwen. Het idee was om met een hoge frequentie de verhouding tussen de R,G en B te bekijken op de ingang en in diezelfde verhouding de RGB-leds aan te sturen. Op die manier zou het Ambilight rondom de TV de kleur van de gemiddelde kleur van het beeld krijgen. Door dit met een voldoende hoge frequentie te doen, moeten er voldoende samples van een beeld gemaakt worden om tot een goed gemiddelde te komen. Een leuke theorie, maar ik was vooral nieuwsgierig naar de praktijk. De refresh rate van een standaard beeld is 50Hz, dus de samplefrequentie van de RGB-ingangen moet een veelvoud zijn om voldoende informatie binnen te krijgen.

De RGB uitgangen van een Scartconnector produceren een analoog signaal tussen de 0 en 2 volt. Dit signaal kan prima, zonder te versterken worden aangeboden aan de analoge ingang van een PIC. Een analoge ingang is een AD (Analoog naar Digitaal) convertor, waarbij de analoge waarde tussen de 0 en 5 volt wordt vertaald naar een digitale waarde tussen de 0 en 1023 waarmee in de software prima kan worden gerekend. Een 16F628 PIC heeft voldoende analoge ingangen beschikbaar.

Het aansturen van de leds is een heel ander verhaal. Een PIC kent, zoals vrijwel alle processoren, geen DA (Digitaal naar Analoog) convertor. Daarbij laat een led zich slecht regelen door het spanningsniveau op de led te regelen. Om de lichtsterkte van een led te regelen, wordt de led daarom met een PWM (pulse width modulation) of in goed nederlands PBM (puls breedte modulatie) signaal aangestuurd.



Een PWM signaal is een blokgolf met een vaste frequentie waarbij de pulsbreedte of duty cycle, de tijd dat het blok hoog is gedurende 1 periode, de gemiddelde spanning en daarmee de lichtsterkte van de led bepaalt. Is de pulsbreedte 50% van de volledige periode, dan lijkt de led op 50% sterkte te branden. In werkelijkheid staat de led te knipperen, maar dit is voor het menselijk oog niet waarneembaar. Op deze wijze is de lichtopbrengst tussen de 0 en 100% te regelen. Zie ook wikipedia voor een verdere verklaring[1].

Het bleek dat de meeste gangbare PIC’s slechts 2 PWM uitgangen te hebben en we hebben er 3 nodig voor R, G en B. Een PWM signaal is weliswaar in de software te schrijven, maar dat kost kostbare rekentijd die ik vermoedelijk nodig heb om aan voldoende samples te komen.

Toen vond ik nog een Arduino UNO bordje. Een Arduino is een open-source elektronica prototype platform gebaseerd op de Atmega microprocessor. Een kant en klaar stukje elektronica voorzien van 13 digitale in/uitgangen, waarvan er 6 te gebruiken zijn als PWM uitgang en 6 als analoge ingangen. Voor de Arduino is een gratis software ontwikkelomgeving beschikbaar voor zowel de MAC als Windows en voor het programmeren van de processor is geen programmer nodig, dit kan gewoon met een USB kabel.

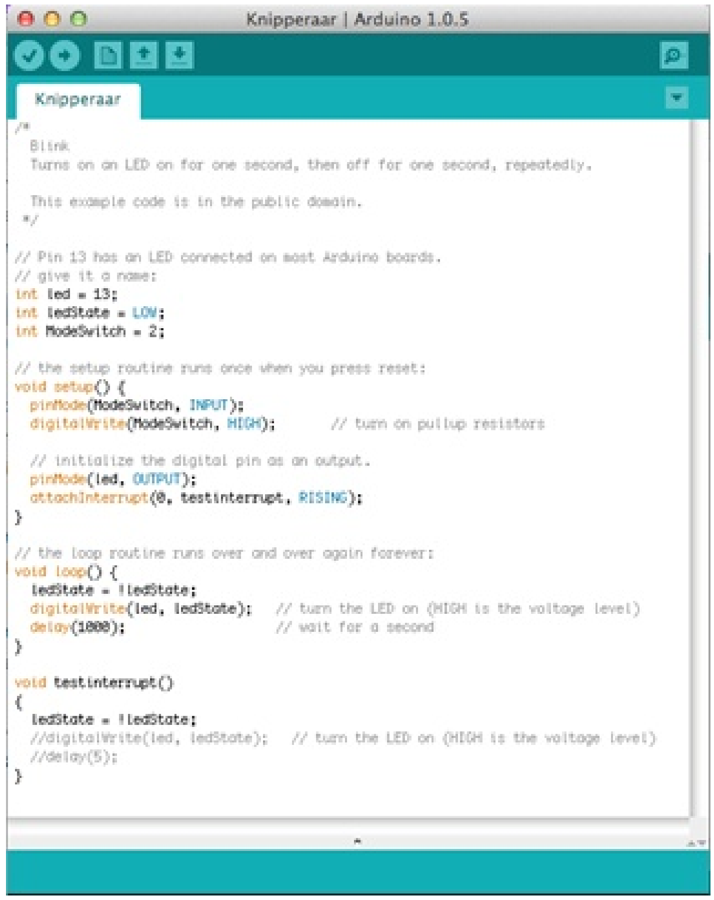


De Arduino programmeertaal lijkt op C en is ook voor de beginner geschikt. Voor de Arduino zijn verschillende ‘shields’, een soort piggyback boards te koop waarmee extra functionaliteit aan de Arduino kan worden toegevoegd, zoals ethernet, WIFI, motorsturing, GSM en verschillende display shields. Voor de Arduino ontwikkelomgeving zijn een groot aantal libraries beschikbaar voor het aansturen van shields of andere hardware. Dit maakt het mogelijk om een Arduino in te zetten als webserver of als een via het web te besturen controller van… bijna alles!

De Arduino UNO is bij Conrad te koop. Bestel ook meteen een USB kabel om de Arduino te programmeren. De Arduino software is te downloaden[2] op http://arduino.cc.

Arduino programma’s worden sketches genoemd. Alvorens te beginnen met het Ambilight is het een goed idee om eerst een sketch te maken om het ledje op het Arduino bord te laten knipperen. Dit geeft een gevoel bij de ontwikkelomgeving en het programmeren van de het bordje. Een goede uitleg om een eerste sketch te bouwen vind je bij de referenties[3].

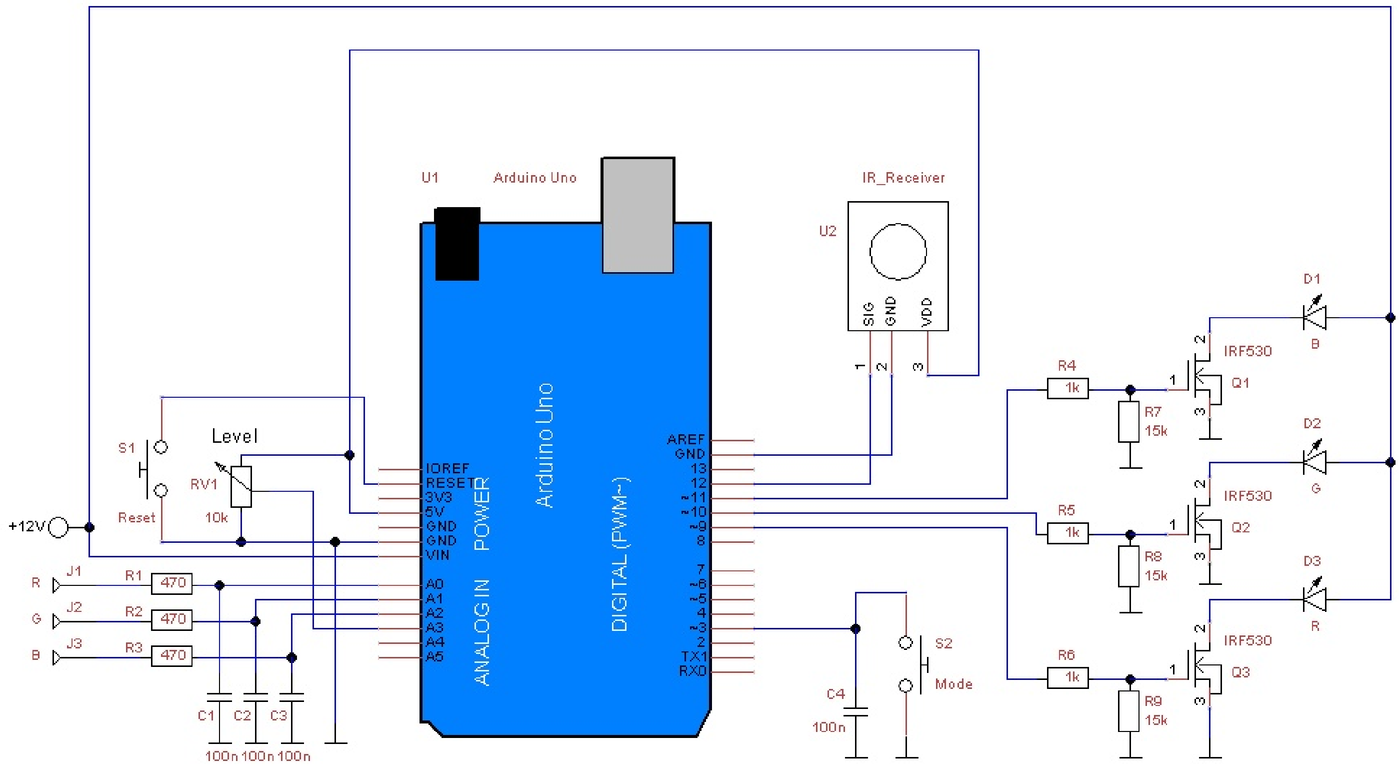
Op de Jutberg kwam ik mooie zelfklevende ledstrips tegen voor € 45,- voor 5 meter. Dit is voldoende voor 2 TV’s! Ook had deze heer mooie compacte 12V - 3.2 ampere voedingen voor minder dan € 10,-.
Voor het aansturen van de ledstrips zijn 3 N-channel FET’s nodig. Hiervoor heb ik de IRF 530 gebruikt, ook te koop bij Conrad. Dezelfde



leverancier heeft ook een Scartkabel in het assortiment met 3 tulp stekers voor R, G en B, alsmede de tulp- chassisdelen. De overige benodigdheden, een paar weerstanden, 4 100nF condensatoren, een potmeter van 10k en 2 drukknopjes liggen vast nog wel ergens in de rommelbak. Op het schema staat ook een IR (infra rood) ontvanger getekend. Ik heb in de software voorzieningen opgenomen om het Ambilight met een afstandbediening te bedienen, maar vooralsnog is dit heel beperkt en afhankelijk van de welke afstandbediening er beschikbaar is.

Nadat alle hardware bij elkaar was gezocht werd het tijd voor de software. Een Arduino sketch bestaat, zoals de meeste stukken software, uit een aantal standaard delen:

1. Declaratie van de variabelen en poorten.
2. De initialisatie of setup code.
3. De oneindige loop.
4. Eventuele subroutines die worden aangeroepen vanuit de oneindige loop.
5. Eventuele interrupt afhandeling.



Complete schema van de Ambilight besturing

1. Declaratie van de variabelen en poorten.
Alle poorten op het Arduino bordje hebben een nummer, maar om het programma leesbaar te maken is het makkelijk om de gebruikte poorten namen (aliassen) te geven. Daarom worden bij de initialisatie de aliassen gedefinieerd.
Variabelen die in het programma worden gebruikt, dienen van tevoren gedefinieerd te worden.

```
//Initializing ports...
// set the ledPins
int modeSwitch = 3;
int ledRed = 9;
int ledGreen = 10;
int ledBlue = 11;

// set the RGB and potmeter input pins
int scartRed = 0;
int scartGreen = 1;
int scartBlue = 2;
int potMeter = 3;

//declaration of variables and set the initial values
int procInt = LOW;     //Process interrupt

int redPwr = 0;
int greenPwr = 0;
int bluePwr = 0;
int newRed = 0;
int newGreen = 0;
int newBlue = 0;

int inpRed = 300;
int inpGreen = 300;
int inpBlue = 300;
int inpRed0 = 300;
int inpGreen0 = 300;
int inpBlue0 = 300;

float lightLevel = 0;

int redMax = 100;
int redMin = 1000;
int greenMax = 100;
int greenMin = 1000;
int blueMax = 100;
int blueMin = 1000;
int ledMode = 0;

float thisTime = 0;
float lastTime = 0;
int Loopteller = 0;
```

2. De initialisatie of setup code.
De poorten op de Arduino kunnen verschillende functies hebben, alvorens het programma te starten moet aan de Arduino worden uitgelegd hoe de poorten zich moeten gedragen. Dit gebeurt in de setup routine.

```
//Setup routine
void setup()
{
  pinMode(ledRed, OUTPUT);
  pinMode(ledGreen, OUTPUT);
  pinMode(ledBlue, OUTPUT);

  pinMode(scartRed, INPUT);
  pinMode(scartBlue, INPUT);
  pinMode(scartGreen, INPUT);
}
```

3. Vervolgens start de oneindige loop. Zoals het woord al zegt, dit stukje programma wordt steeds opnieuw uitgevoerd. Als eerste wordt de waarde van de R,G en B ingang uitgelezen. Volgens specificatie is deze tussen de 0 en 2 volt. Omdat we met de AD ingangen kunnen meten tussen de 0 en 5 volt, moet dit prima gaan maar er wordt niet het volledig bereik van de AD converter gebruikt. Om wel het maximaal beschikbare bereik te kunnen gebruiken is er een automatische kalibratie in de software gebouwd. Elke keer dat de ingangen gemeten worden, worden deze vergeleken met de laatst bekende minimale en maximale waarde.
- Als de gemeten waarde kleiner is dan de laatst bekende minimale waarde, wordt de minimale waarde gelijk gesteld aan de gemeten waarde.
- Is de gemeten waarde groter dan de laatst bekende maximale waarde, dan wordt de maximale waarde gelijk gesteld aan de gemeten waarde.
Dit gebeurt uiteraard voor de drie kleuren. Na de eerste meting komt de gemeten waarde dus overeen met de maximale en minimale waarde van die kleur. De led zal dus na 1 meting nog niet aan gaan. Zolang het beeld niet verandert en egaal van kleur is, zullen er helemaal geen leds gaan branden. Het systeem moet als het ware inslingeren, dit duurt een aantal seconden, afhankelijk van de dynamiek van het beeld.
Omdat de resolutie van de AD ingang 10bits is, komt dit overeen met 1024 waardes. We gebruiken maar ongeveer 2 volt, 2/5 * 1024 = 410 waardes. De PWM uitgangen van de Arduino kennen maar 255 stappen, dus de 410 stappen is teveel. Met een paar formules is dit wel om te rekenen, maar de programmeertaal voor de Arduino maakt het ons wel heel makkelijk met de functie map(). Deze functie rekent de waarde om naar een waarde binnen het gewenste bereik.
Stel dat we een signaal meten met een waarde van 300, de minimale waarde is 20 en de maximale waarde is 450 en we willen een getal terug tussen de 0 en 255, dan wordt de functie aanroep x = map(300,20,450,0,255). De formule is:

$$\frac{300-20}{450-20} * (255-0) = 166$$

Ook dit gebeurt weer voor de drie kleuren. De berekende waardes redPwr, greenPwr en bluePwr worden vervolgens in de PWM uitgangen gezet en de leds zullen op de gewenste sterkte gaan branden.

```
//Main loop
void loop()
{
   // Read values
   inpRed = analogRead(scartRed);
   inpGreen = analogRead(scartGreen);
   inpBlue = analogRead(scartBlue);

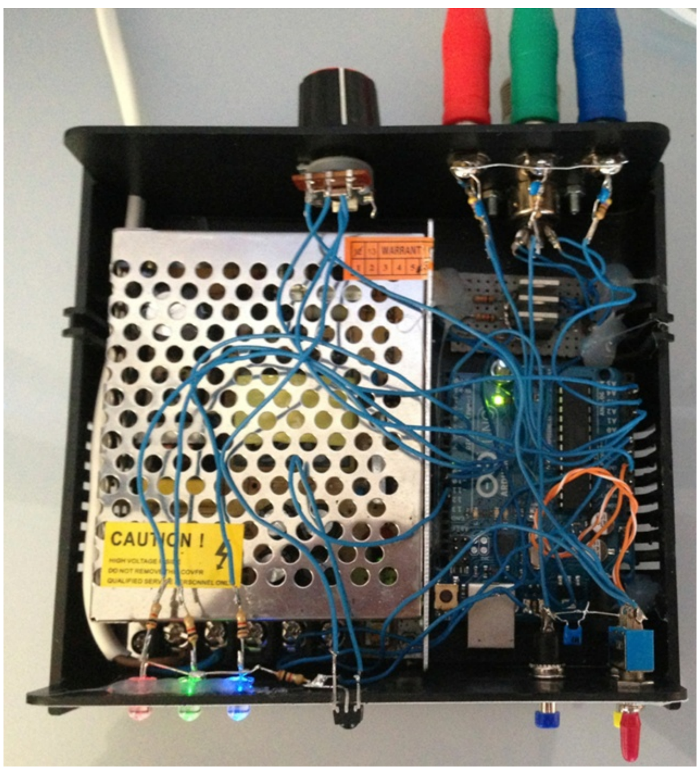
   //CALIBRATION OF RGB INPUT
   // record the maximum scart red value
   if (inpRed > redMax) {
     redMax = inpRed;
   }
   // record the minimum scart red value
   if (inpRed < redMin) {
     redMin = inpRed;
   }
   // record the maximum scart green value
   if (inpGreen > greenMax) {
     greenMax = inpGreen;
   }
   // record the minimum scart green value
   if (inpGreen < greenMin) {
     greenMin = inpGreen;
   }
   // record the maximum scart blue value
   if (inpBlue > blueMax) {
     blueMax = inpBlue;
   }
   // record the minimum scart blue value
   if (inpBlue < blueMin) {
     blueMin = inpBlue;
   }

   // Map input data to min/max values
   redPwr = map(inpRed, redMin, redMax, 0, 255);
   greenPwr = map(inpGreen, greenMin, greenMax, 0, 255);
   bluePwr = map(inpBlue, blueMin, blueMax, 0, 255);

   analogWrite(ledRed, redPwr);
   analogWrite(ledGreen, greenPwr);
   analogWrite(ledBlue, bluePwr);
}
```

Deze paar regels code zouden het klusje moeten klaren. Na het in elkaar zetten van de hardware, ik heb e.e.a. in ons favoriete standaard kastje gebouwd, en het programmeren van de Arduino was het tijd om te testen. Kort en goed, het resultaat viel bar tegen. Het leek wel een kruising tussen een knipperlicht, discotheek en een flinke onweersbui.

Behalve dat de WAF (Wife Acceptance Factor - red.) bijzonder laag was, was het TV kijken er ook niet leuker op geworden. Maar het goede nieuws: het principe werkte. Er gingen leds aan en uit en met wat goede wil was een patroon met wat er op de TV gebeurde ook herkenbaar. Als eerste was ik nieuwsgiering hoe snel de oneindige loop was, kortom hoeveel samples er per seconde gemaakt werden. De seriële poort waarmee de Arduino wordt geprogrammeerd kan ook worden gebruikt om vanuit de Arduino terug te praten tegen de PC. In de Arduino software is een seriële monitor ingebouwd waarmee de seriële uitgang van de Arduino kan worden gelezen. Door de code toe te voegen aan de initialisatie, setup en main loop (de teksten in italic zijn nieuw) wordt er na elke 1000 metingen het aantal miliseconden benodigd voor 1000 metingen naar de seriële poort geschreven. Uit deze test bleek dat 1000 metingen ongeveer 1050 mS, is 1 seconde duurde. Dit komt overeen met 20 samples per volledige schermopbouw bij 50Hz.



```
//Initializing ports...
float Nu = 0;
float Lastnu = 0;
int Loopteller = 0;

//Setup routine
Serial.begin(9600);   // open the serial port at 9600 bps:


//Main loop
  Loopteller = Loopteller + 1;
  if (Loopteller == 1000)
    {
      thisTime=millis();
      lastTime = thisTime-lastTime;
      Serial.println(lastTime);
      lastTime = thisTime;
      Loopteller = 0;
    }
```



Om het signaal wat rustiger te maken, heb ik het ingangssignaal gestabiliseerd door het inbouwen van een low-pass filter. In hardware zou je dat doen met een condensator en een weerstand, maar nu hebben we software bij de hand. Door de code als volgt aan te passen, worden al te grote verschillen in het ingangssignaal weggewerkt:

```
// Read values
inpRed0 = analogRead(scartRed);
inpGreen0 = analogRead(scartGreen);
inpBlue0 = analogRead(scartBlue);

//Low pass filtering of raw input values
inpRed = (4*inpRed+inpRed0)/5;
inpGreen = (4*inpGreen+inpGreen0)/5;
inpBlue = (4*inpBlue+inpBlue0)/5;
```

Hierbij wordt de nieuwe meting vergeleken met vier keer de (gecorrigeerde) voorgaande meting. De nieuwe meting kan nooit meer dan 20% afwijken van de voorgaande meting. Op deze manier worden grote piekafwijkingen geëlimineerd. Het knapte allemaal al een heel stuk op, maar het bleef een onrustig beeld. Na wederom een bezoek aan mijn zoon om nogmaals te onderzoeken hoe een echt Ambilight er uit ziet kwam ik tot de conclusie dat de kleurwijzigingen veel, veel trager mogen dan ik in mijn gedachte had. Na veel experimenteren heb ik dat ook met een filter gedaan, maar nu op het uitgangssignaal en veel drastischer:




```
// Map input data to min/max values
   newRed = map(inpRed, redMin, redMax, 0, 255);
   newGreen = map(inpGreen, greenMin, greenMax, 0, 
255);
   newBlue = map(inpBlue, blueMin, blueMax, 0, 255);

   redPwr=((redPwr*99)+newRed)/100;
   greenPwr=((greenPwr*99)+newGreen)/100;
   bluePwr=((bluePwr*99)+newBlue)/100;

   analogWrite(ledRed, constrain(redPwr,0,255));
   analogWrite(ledGreen, constrain(greenPwr,0,255));
   analogWrite(ledBlue, constrain(bluePwr,0,255));
```

Hierbij wordt het uitgangssignaal gecorrigeerd met 99 keer het voorgaande uitgangssignaal. Het gerbuikte constrain() commando staat er voor de veiligheid en zorgt ervoor dat de waarde nooit kleiner dan de minimale waarde (0) en groter dan de maximale waarde (255) kan worden. De maximale afwijking per meting kan nu maar 1% zijn. Omdat de meetfrequentie 1000Hz is, duurt het dus minimaal 0,23 seconde om 90% afwijking te bereiken. Dit bleek fantastisch te werken. Project geslaagd.

Het leek mij leuk om de verlichting ook te kunnen gebruiken als de TV niet aan staat. Dit heb ik eenvoudig opgelost door in de software een ledMode te introduceren. Standaard is de ledMode=0, Dit is het standaard Ambilight gedrag. Als de ledMode>0, branden de bijbehorende leds. Met het drukknopje modeSwitch wordt de ledMode steeds 1 verhoogd. Als de ledMode 9 wordt, wordt deze weer 0. Voor de afhandeling van de modeSwitch wordt een interrupt routine gebruikt. Dit is niet strikt noodzakelijk maar wel een nette manier van programmeren. Een interruptroutine is een stukje programma dat wordt uitgevoerd als er een trigger wordt ontvangen. Deze trigger kan het wijzigen van het ingangsniveau van een poort, maar ook een timerinterval zijn. De interruptroutine onderbreekt de oneindige lus tijdelijk.
In de Arduino software is de afhandeling van interrupts erg eenvoudig gemaakt, in de setup routine moet de interrupt worden geactiveerd:

```
attachInterrupt(1, chgMode, FALLING);
```

Dit commando betekent dat als interrupt 1 (het wijzigen van het niveau van poort 3, dit is de poort waar we de drukknop voor de mode aan hebben gebonden) voorbij komt, de subroutine chgMode() wordt aangeroepen.

```
//Interrupt afhandeling
void chgMode()
{
 if (procInt == LOW)
 {
   procInt = HIGH;
   updateMode();
   delay(5);
   procInt = LOW;
 }
}
```

chgMode() roept vervolgens de subroutine updateMode() aan, die de ledmode aanpast.

```
//Subroutine to change the mode of the Ambiligiht
void updateMode()
{
   ledMode = ledMode +  1;
   if (ledMode > 8)
   {
     ledMode = 0;
   }
}
```

De waarde van ledMode wordt gebruikt in de main loop:

```
//Main loop
void loop()
{
  Loopteller = Loopteller + 1;
  if (Loopteller == 1000)
   {
     thisTime=millis();
     lastTime = thisTime-lastTime;
     Serial.println(lastTime);
     lastTime = thisTime;
     Loopteller = 0;
   }

  if (ledMode == 0)
   {if (ledMode == 0)
   {
   //Oorspronkelijke main loop
   }
else
   {
   analogWrite(ledRed,(ledMode&1*255));
   analogWrite(ledGreen, ((ledMode&2)/2)*255);
   analogWrite(ledBlue, ((ledMode&4)/4)*255);
   }
```

De truc om de R.G en/of B leds aan te zetten, afhankelijk van de waarde van ledMode is wel een leuke. Hierbij wordt de ledMode omgerekend naar zijn binaire waarde en wordt de rode led aan positie 1, de groene led aan positie 2 en de blauwe led aan positie 3 van de binaire waarde gebonden. Zie ook Wikipedia[4].

Tenslotte was een mogelijkheid om het gehele niveau van het licht te kunnen regelen een leuke aanvulling. Dit kan met software op verschillende mogelijkheden, maar ik heb er voor gekozen het met een potmeter te doen. Met de potmeter stuur ik een AD converter aan. De waarde van de potmeter (tussen 0 en 1023) reken ik met het map() commando terug naar een waarde tussen 0 en 10.

```
//Main loop
void loop()
{

  lightLevel = analogRead(potMeter);
  lightLevel = map(lightLevel,0,1024,0,10);
```

Vervolgens vermenigvuldig ik het gewenste uitgangssignaal met het (lightLevel/10)

```
   analogWrite(ledRed,
constrain((redPwr*lightLevel)/10,0,255));
   analogWrite(ledGreen,
constrain((greenPwr*lightLevel)/10,0,255));
   analogWrite(ledBlue,
constrain((bluePwr*lightLevel)/10,0,255));
   }
  else
   {

analogWrite(ledRed,(ledMode&1)*255*(lightLevel/10));
   analogWrite(ledGreen,
((ledMode&2)/2)*255*(lightLevel/10));
   analogWrite(ledBlue,
((ledMode&4)/4)*255*(lightLevel/10));
   }
```

Bij voldoende interesse zal ik de implementatie van de code voor het gebruik van de IR decoder beschrijven. Zolang deze code niet is geïmplementeerd, is het ook niet nodig de IR decoder aan te sluiten.

[1] http://bit.ly/1aS6h5r

[2] http://arduino.cc

[3] http://bit.ly/13qTAbo

[4] http://bit.ly/1bAwTLZ

De Arduino code: **http://bit.ly/19seAaf**

Onderdelenlijst: **http://bit.ly/12X9f38**

Demo filmpje: **http://bit.ly/16tg8eQ**

Rest nog de lijst met benodigdheden:

Lijst met benodigdheden:

Conrad

Arduino UNO	1	€ 27,50	€ 27,50	092024 - 89
USB kabel	1	€ 2,99	€ 2,99	095068 - 89
IRF530	3	€ 1,55	€ 4,65	162410 - 89
Scart kabel	1	€ 4,99	€ 4,99	993845 - 89
Cinch-inbouwbus verguld Groen	1	€ 1,46	€ 1,46	719220 - 89
Cinch-inbouwbus verguld Blauw	1	€ 1,46	€ 1,46	719232 - 89
Cinch-inbouwbus verguld Rood	1	€ 1,46	€ 1,46	716947 - 89
Kunststof behuizing, halve schalen Polystyreen	1	€ 5,11	€ 5,11	523178 - 89

VOTI (www.voti.nl)

TSOP1736 IR Receiver	1	€ 1,09	€ 1,09	IR-TSOP-36

HTF Production Electronics (06-48427861 http://htfproduction.nl)

RGB zelfklevende ledstrip	5	meter	€ 45,00	Voldoende voor 2 TV's
3.2A 12 Volt voeding	1		€ 8,50	

Overigen

Weerstand 470R	3
Weerstand 1k	3
Weerstand 15k	3
Condensator 100nF	4
Drukknop	2
Potmeter 10k	1